



ЭЛЕКТРОУСТАНОВКИ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ

ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ

Н. С. МОВСЕСОВА И А. М. ХРАМУШИНА

СПРАВОЧНИК ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

ПОД РЕДАКЦИЕЙ

В. И. КРУПОВИЧА, Ю. Г. БАРЫБИНА, М. Л. САМОВЕРА

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Рецензент В. И. Крупович

Составители: В. Д. Астрахан, Г. З. Богорад, А. А. Брострем, Г. А. Гельман, Т. Н. Денежкина, Б. С. Замараев, М. Э. Зильберблат, А. Ф. Киреев, А. Н. Корневский, Г. П. Лавданников, Е. Г. Миткевич, И. С. Лигерман, А. Р. Масленников, М. Б. Милич, Т. А. Орлова, Л. Ю. Персин, А. С. Ратников, Б. И. Решмин, И. Д. Розов, Г. Г. Синельщиков, О. А. Сینیцын, Я. Ю. Солодухо, Э. А. Соскин, В. А. Суслов, О. А. Теняков, А. Х. Шорукров, И. М. Штейн, Д. С. Ямпольский

С74 **Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами/Под ред. В. И. Круповича, Ю. Г. Барыбина, М. Л. Самовера. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоиздат, 1982.—416 с., ил. — (Электроустановки промышленных предприятий).**

В пер.: 2 р, 70 к.

Помещены материалы для комплексного проектирования автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами, сведения о датчиках и регуляторах технологических параметров. Второе издание вышло в 1974 г. под названием «Справочник по проектированию электропривода, силовых и осветительных установок».

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, монтажом, наладкой и эксплуатацией электроустановок.

С 2302050000-283
051(01)-82 90-81.

ББК 31.279

6П2.13

ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие народного хозяйства, требования научно-технической революции диктуют направления совершенствования промышленной электроэнергетики: создание экономичных надежных систем электроснабжения промышленных предприятий, автоматизированных систем управления электроприводами и технологическими процессами.

Все это ставит большие задачи перед работниками проектных, монтажных и наладочных организаций, работающих в области электрификации промышленности.

Серия справочников «Электроустановки промышленных предприятий» позволит использовать практические рекомендации и указания, подготовленные большим коллективом специалистов электротехнических, научно-исследовательских и проектных институтов, монтажных трестов и наладочных управлений Главэлектромонтажа Министерства монтажных и специальных строительных работ СССР, обобщивших теоретические исследования, передовой опыт ведущих в области промышленной энергетики организаций, достижения отечественной и зарубежной науки и техники.

Третье издание серии справочников «Электроустановки промышленных предприятий», переработанное и дополненное, включает: «Справочник по проектированию электроснабжения», «Справочник по проектированию электрических сетей и электрооборудования», «Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами», «Справочник по монтажу электроустановок промышленных предприятий» в двух книгах, «Справочник по наладке электрооборудования промышленных предприятий».

В третье издание справочников по проектированию внесены значительные изменения и дополнения, вызванные заметными изменениями технологии промышленных производств, предъявившими повышенные требования к электрооборудованию, надежности электроснабжения и быстрдействию управления технологическими процессами. Со времени второго издания появились более рациональные технические решения, новые типы электрооборудования и аппаратуры; разработаны более совершенные методы электрических расчетов, произошел значительный пересмотр основных нормативных и руководящих документов

(ПУЭ, СНиП, ГОСТ), стандартизированы многие терминологические определения и условные обозначения.

Большее, по сравнению со вторым изданием, внимание уделено нереверсивному и реверсивному тиристорному электроприводу постоянного тока. Обновлены рекомендации по выбору силовых схем вентильных преобразователей, систем импульсно-фазового управления, способов защиты и охлаждения преобразователей. Даны сведения о комплектном электроприводе.

Переработан и расширен материал по тиристорному электроприводе переменного тока. Приведены сведения о бесконтактных системах управления, выполненных на новой современной микросхемной базе серии К155.

Упрощены математические выкладки при анализе систем регулирования электроприводов, рассмотрены новые типы регуляторов, новые способы улучшения динамики приводов при раздельном управлении преобразователями. Обновлены рекомендации по выполнению цифрового моделирования переходных процессов в системах электропривода, помещены программы расчетов систем регулирования на ЭВМ. В третье издание включены новые разделы, содержащие сведения о проектировании автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП), размещении и электроснабжении вычислительной техники, рекомендации по применению серийных видеотерминальных устройств и комплекса технических средств локальных информационно-управляющих систем. Впервые подробно рассмотрены вопросы борьбы с помехами в системах управления и автоматике.

В соответствии с введенными стандартами обновлена терминология, использованы новые графические и позиционные обозначения в электрических схемах.

В связи с ограниченным объемом справочника по возможности исключены сведения по вопросам, не получившим со времени второго издания дальнейшего развития, а также данные электрооборудования, снимаемого с производства.

Издательство и составители Справочника обращаются с просьбой к читателям присылать свои замечания и предложения по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоиздат.

Авторы

Соотношение некоторых единиц физических величин с единицами СИ

Физическая величина	Единица	Соотношение с единицей СИ
Электрическая энергия	Вт·ч кВт·ч	3600 Дж 3,6 Дж
Удельное электрическое сопротивление	$\frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$	$10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$
Плотность электрического тока	А/мм ²	10^6 А/м^2
Мощность	л. с.	735,499 Вт
Магнитный поток	Мкс	10^{-8} Вб
Магнитная индукция	Гс	10^{-4} Тл
Магнитодвижущая сила, разность магнитных потенциалов	Гб	$(10/4\pi) \text{ А} = 0,795775 \text{ А}$
Частота вращения	об/с об/мин	с^{-1} $1/60 \text{ с}^{-1} = 0,016(6) \text{ с}^{-1}$
Сила, вес *	кгс тс	9,80665 Н 9806,65 Н
Давление	кгс/см ² мм вод. ст. мм рт. ст.	98066,5 Па 9,80665 Па 133,322 Па
Напряжение (механическое)	кгс/мм ²	$9,80665 \cdot 10^6 \text{ Па}$
Плоский угол	... ° ... ' ... " град (гон) **	$(\pi/180) \text{ рад}$ $(\pi/10800) \text{ рад}$ $(\pi/648000) \text{ рад}$ $(\pi/200) \text{ рад}$
Количество теплоты	кал	4,1868 Дж
Температура ***	°С	См. сноску к табл.

* На уровне моря и широте 45° ($g=9,81 \text{ м/с}^2$) численное значение массы тела, выраженной в единицах системы СИ (кг), равно численному значению веса этого тела в единицах системы МКГСС (кгс). Это следует иметь в виду в практических расчетах электропривода, при переводе численных значений махового момента вращающегося тела, выраженного в единицах технической системы (кгс·м²), в численные значения в единицах системы СИ (кг·м²).

В этом случае

$$GD^2 = mD^2 = 4J,$$

где G — вес тела, кгс; m — масса тела, кг; D — диаметр инерции, м; GD^2 — маховой момент, кгс·м²; $J = mr^2$ — момент инерции, кг·м²; r — радиус инерции, м.

** Допускается применять в геодезии.

*** По размеру градус Цельсия равен кельвину. Соотношение температуры Цельсия t с температурой Кельвина T : $t = T - T_0$, где $T_0 = 273,15 \text{ К}$. Интервал или разность температур Кельвина выражают в кельвинах. Интервал или разность температур Цельсия допускается выражать как в кельвинах, так и в градусах Цельсия.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

А. МЕХАНИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1-1. СВОЙСТВА И ЗНАКИ МОМЕНТОВ

При рассмотрении режимов работы привода удобно относить все моменты к силе вала двигателя. Состояние привода зависит от действия вращающего момента двигателя M и статического момента $M_{ст}$ рабочего механизма. Статические моменты $M_{ст}$ определяются действием сил трения, резания, деформации неупругих тел, а также массы или деформации упругих тел.

Каждый из моментов M и $M_{ст}$ может быть движущим и тормозящим. Например, вращение диска пилы или вентилятора: M — движущий; $M_{ст}$ — тормозящий; опускание краном тяжелого груза при генераторном режиме двигателя: M — тормозящий; $M_{ст}$ — движущий; силовой спуск груза: момент M и часть момента $M_{ст}$ от тяжести груза — движущие, другая часть момента $M_{ст}$, от сил трения — тормозящая; электрическое торможение прокатного стана: оба момента — тормозящие.

Динамика привода определяется действием результирующего момента от этих двух моментов, который называется динамическим моментом:

$$M_{дин} = M + M_{ст}. \quad (1-1)$$

В выражении (1-1) моменты являются алгебраическими величинами.

Моменты, способствующие вращению, принимаются с тем же знаком, что и направленные вращения, а препятствующие вращению — с обратным знаком.

Момент двигателя в двигательном режиме имеет тот же знак, что и частота вращения. В генераторных режимах (динамическое, рекуперативное торможение и торможение противовключением) знаки момента двигателя и частоты вращения различны.

Статические моменты могут иметь реактивный или активный характер.

Реактивные моменты — от сил трения, резания и деформации неупругих тел; эти моменты всегда препятствуют вращению и поэтому являются тормозящими; при по-

ложительной частоте вращения они отрицательны.

Потенциальные или активные моменты — от сил тяжести или деформации упругих тел. При увеличении запаса энергии (подъем груза, сжатие пружины и т. п.) потенциальный момент препятствует вращению и является тормозящим; знаки момента и частоты вращения различны; при принятой положительной частоте вращения момент отрицателен. При уменьшении энергии (опускание груза, разжатие пружины и т. п.) потенциальный момент помогает вращению и является движущим; знаки момента и частоты вращения одинаковы; при принятой положительной частоте вращения момент положителен.

Полный статический момент является алгебраической суммой реактивного и потенциального статических моментов. За положительное направление вращения принимается обычно направление требуемого движения привода. Это относится и к неподвижному приводу. Для получения положительного направления вращения результирующий движущий момент (алгебраическая сумма моментов двигателя и потенциального статического момента) должен быть положительным и превышать реактивный статический момент.

Состояние привода определяется знаком и значением динамического момента $M_{дин}$. При $M_{дин} = 0$ привод имеет постоянную скорость или неподвижен. В случае положительной скорости при $M_{дин} > 0$ имеет место ускорение, а при $M_{дин} < 0$ — замедление привода. При отрицательной скорости, наоборот, $M_{дин} > 0$ соответствует замедлению, а $M_{дин} < 0$ — ускорению привода.

1-2. РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКИХ МОМЕНТОВ

Моменты трения. Статический момент при вращении цапфы в подшипнике скольжения определяется по формуле, Н·м,

$$M_{ст} = \frac{Pd\mu}{2000}, \quad (1-2)$$

где P — сила прижатия цапфы к подшипнику, Н; d — диаметр цапфы, мм; μ — коэффициент трения (табл. 1-1).

Таблица 1-1

Коэффициент трения некоторых материалов при наличии смазки между ними

Трущиеся материалы	μ_0 при трогании	μ при движении
Подшипники скольжения:		
бронза по	0,11	0,06
бронзе по		
железо по	0,11	0,08—0,01
железу по		
сталь по	0,105	0,09
бронзе по		
чугун по	0,15—0,2	0,07—0,08
бронзе по		
Подшипники качения:		
редукторов	—	0,005
крановых	—	0,008
ходовых		
колес		
роликов	—	0,015
рольгангов		
для горячего		
металла		
роликов	—	0,010
рольгангов		
для холодного		
металла		

Для подшипников качения во избежание громоздких расчетов обычно применяют это выражение при соответствующем эквивалентном коэффициенте трения, отнесенном к диаметру цапфы.

Статический момент на оси цилиндра, катящегося по плоскости, определяется по формуле, Н·м,

$$M_{ст} = P \frac{f}{100}; \quad (1-3)$$

сила сопротивления движению цилиндра, катящегося по плоскости, — по формуле, Н,

$$F = \frac{20Pf}{D}, \quad (1-4)$$

где P — усилие прижатия цилиндра к плоскости, Н; f — коэффициент трения качения цилиндра по плоскости (табл. 1-2); D — диаметр цилиндра, мм.

Приведение статических моментов. Статический момент на валу двигателя от статического тормозящего момента $M_{ст,м}$ на валу механизмов определяется по формуле

$$M_{ст} = \frac{M_{ст,м}}{i\eta}, \quad (1-5)$$

где i — к. п. д. редукторов; i — передаточное число от двигателя к машине.

Если $M_{ст,м}$ — движущий (например, спуск груза), то

$$M_{ст} = \frac{M_{ст,м} \eta_{движ}}{i}, \quad (1-6)$$

где $\eta_{движ}$ — к. п. д. редуктора при движущем статическом моменте.

Если принять моменты от трения в редукторе, приведенные к валу двигателя, одинаковыми при равных абсолютных значениях движущего и тормозного статических моментов, $\eta_{движ}$ может быть выражен через обычный к. п. д.:

$$\eta_{движ} = \frac{2\eta - 1}{\eta}. \quad (1-7)$$

При $\eta > 0,5$: $\eta_{движ} > 0$; $M_{ст} > 0$ — режим тормозной (генераторный) режим двигателя (например, тормозной спуск груза), при $\eta < 0,5$: $\eta_{движ} < 0$; $M_{ст} < 0$ — двигательный режим двигателя (например, силовой спуск груза).

Для винтовых и червячных передач при вычислении $\eta_{движ}$ должна быть учтена величина η для обратной передачи энергии через редуктор.

Формулы для определения статического момента точны при установившейся скорости. При ускорении и замедлении привода формулы не учитывают дополнительных потерь в энергии в передачах от передава-

Таблица 1-2

Коэффициент трения качения

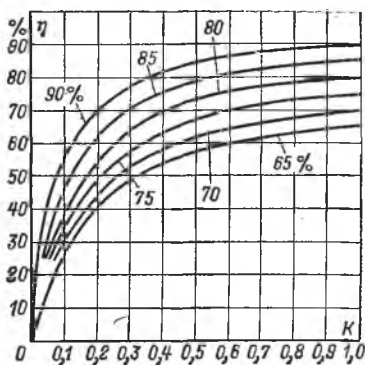
Вид роликов, катков или колес	f , см
Ходовые колеса крановых мостов и тележек, хорошо обработанные и обкатанные	0,08—0,05
То же плохо обработанные и не обкатанные	0,1
Железнодорожные колесные пары	0,025—0,015
Ролики и шарики в подшипниках качения	0,001—0,003
Ролики рольгангов при транспортировании:	
слитков, нагретых до 900—1200 °С, покрытых толстым слоем окалины	0,25
стальных холодных болванок, покрытых окалиной	0,20
стального проката при температуре 500—1000 °С	0,15
стального холодного проката	0,10
Автомобильные шины:	
по асфальту	0,25
по грунту	1,0—1,5

Таблица 1-3

Коэффициенты полезного действия
механических передач

Вид механической передачи	к.п.д.
Цилиндрическая:	
со шлифованными прямыми зубьями	0,99
с нарезанными прямыми зубьями	0,98
с необработанными прямыми зубьями	0,96
с косыми зубьями	0,97—0,98
с шевронными зубьями	0,985
Коническая зубчатая	0,97—0,98
Червячная (см. рис. 1-1)	0,94—0,98
Ременная	0,80—0,98
Клиноременная	0,98
Цепная	0,97—0,80
Фрикционная	0,94
Цапфы опор:	
плохая смазка	0,97
хорошая смазка	0,98
кольцевая смазка	0,99
шариковый подшипник	0,96—0,97
Блоки	0,92—0,98
Полиспасы	0,97
Барабан цепной	

Примечание. При пониженной нагрузке механической передачи уменьшенный к. п. д. берется по кривым рис. 1-2. Под относительной нагрузкой K понимается отношение действительного момента нагрузки к номинальному моменту передачи.

Рис. 1-2. Зависимость к. п. д. механизмов от относительной нагрузки K .

1-3. РАСЧЕТ МОМЕНТОВ ИНЕРЦИИ

Приведение моментов инерции вращающихся и поступательно движущихся масс элементов привода производится исходя из равенства значений кинетической энергии тела для действительной скорости его дви-

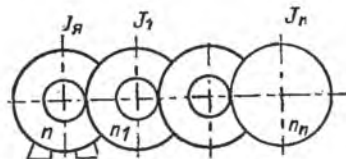


Рис. 1-3. Кинематическая схема редуктора.

евого через них динамического момента механизма. Обычно эти добавочные потери энергии в расчетах не учитывают. Коэффициенты полезного действия некоторых механических передач даны в табл. 1-3 и на рис. 1-1 и 1-2.

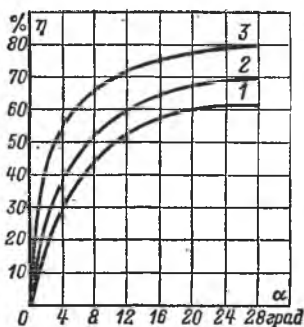


Рис. 1-1. Кривые зависимости к. п. д. червячной передачи от угла подъема нарезки при условии, что червяк и колеса чугунные, необкатанные, смазанные (1); стальной червяк по бронзе фрезерованный, масляная ванна (2); конструкция тщательно выполнена в масляной ванне (3).

жения и при частоте вращения двигателя (рис. 1-3).

Приведение моментов инерции при вращательном движении. Для двигателя с редуктором, состоящим из n пар зубчатых колес (рис. 1-3), момент инерции, приведенный к частоте вращения вала двигателя, определяется по формуле, кг·м²,

$$J = J_{\text{я}} + \frac{J_1}{i_1^2} + \frac{J_2}{i_2^2} + \dots + \frac{J_n}{i_n^2}, \quad (1-8)$$

где $J_{\text{я}}$ — суммарный момент инерции якоря (ротора) двигателя и деталей, непосредственно связанных с его валом (муфта, зубчатое колесо, тормозной шкив и т. д.), вращающихся с частотой вращения n , кг·м²; $J_1, J_2, \dots, J_n$ — моменты инерции частей редуктора, вращающихся соответственно с частотами вращения $n_1, n_2, \dots, n_n$, кг·м²; $i_1 = n/n_1$; $i_2 = n/n_2$; $i_n = n/n_n$ — передаточные отношения от вала двигателя к соответствующему валу редуктора; n — частота вращения двигателя, об/мин; $n_1, n_2, \dots, n_n$ — частоты вращения зубчатых колес редуктора, об/мин.

Приведение моментов инерции при поступательном движении масс. Момент инерции, приведенный к валу вращения двигателя (рис. 1-4), определяется по формуле

$$J = J_{вр} + m_{ш} \frac{D_6^2}{4}, \quad (1-9)$$

или

$$J = J_{вр} + \frac{91 m_{ш} v^2}{n^2}, \quad (1-10)$$

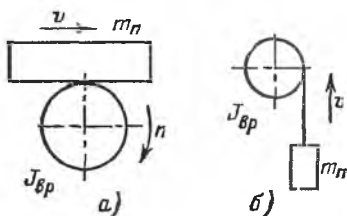


Рис. 1-4. Кинематические схемы для поступательного и вращательного движения.

а — горизонтальное поступательное движение;
б — вертикальное поступательное движение.

где J — приведенный к валу вращения момент инерции, кг·м²; $J_{вр}$ — суммарный момент инерции всех деталей, непосредственно связанных с валом вращения, кг·м²; $m_{ш}$ — поступательно движущаяся масса, кг; D_6 — диаметр барабана (или начальной окружности зубчатой передачи), м; v — скорость поступательно движущихся масс, м/с; n — частота вращения вала, об/мин.

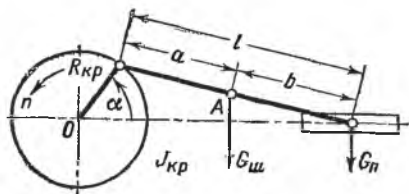


Рис. 1-5. Кинематическая схема кривошипно-шатунного механизма.

Приведение моментов инерции для кривошипно-шатунной передачи. Приведенный к валу кривошипа момент инерции (рис. 1-5) определяется по формуле

$$J = J_{кр} + J_{ш,п} + J_{п}, \quad (1-11)$$

где $J_{кр}$ — суммарный момент инерции всех деталей, непосредственно связанных с валом кривошипа, кг·м²; $J_{ш,п}$ — момент инерции от шатуна, приведенный к валу кривошипа, кг·м²; $J_{п}$ — момент инерции от поступательно движущейся массы (плунжер, шток, поршень и т. п.), кг·м².

Момент инерции от шатуна находится по формуле

$$J_{ш,п} = m_{ш} R_{кр}^2 \left[\left(\sin \alpha + \frac{a}{2l} \times \right. \right. \\ \times \left. \frac{\frac{R_{кр}}{l} \sin 2\alpha}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{кр}}{l} \right)^2 \sin^2 \alpha}} \right)^2 + \\ \left. + \left(\frac{b}{l} \right)^2 \cos^2 \alpha \right] + J_{ш} \frac{\left(\frac{R_{кр}}{l} \right)^2 \cos^2 \alpha}{1 - \left(\frac{R_{кр}}{l} \right)^2 \sin^2 \alpha}. \quad (1-12)$$

Здесь первое слагаемое учитывает поступательное перемещение шатуна (его центра тяжести), а второе — вращательное движение (вокруг оси, проходящей через центр тяжести шатуна); $m_{ш}$ — масса шатуна, кг; $R_{кр}$ — радиус кривошипа, м; α — угол поворота кривошипа; l — длина шатуна, м; a, b — расстояния центра тяжести шатуна (точка A на рис. 1-5) до его осей поворота, м; $J_{ш}$ — момент инерции шатуна при повороте относительно оси, проходящей через центр тяжести (на рис. 1-5 точка A), кг·м².

В ряде случаев момент инерции от шатуна $J_{ш,п}$ относительно мал и его можно не учитывать.

Приведенный момент инерции от поступательно движущейся массы находится из выражения

$$J_{п} = m_{п} R_{кр}^2 \left[\sin \alpha + \right. \\ \left. + \frac{\frac{R_{кр}}{l} \sin 2\alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_{кр}}{l} \right)^2 \sin^2 \alpha}} \right]^2, \quad (1-13)$$

где $m_{п}$ — поступательно движущаяся масса, кг.

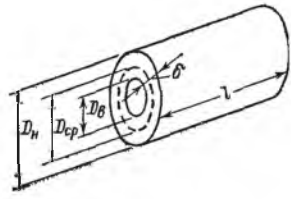
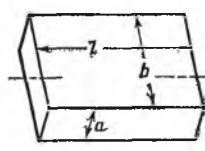
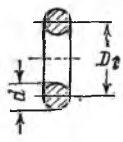
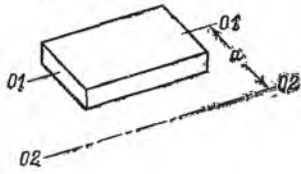
Моменты инерции некоторых тел. Ориентировочные формулы для определения момента инерции двигателей приведены в табл. 1-4. Для якорей больших машин постоянного тока при диаметре якоря более 1,4 м (точность 8—10%), кг·м²,

$$J = 400 l_{я} (D_{н} + D_{в})^3 (D_{н} - D_{в}) + \\ + 100 D_{н}^4 + 87,5 D_{к}^4 l_{я}, \quad (1-14)$$

где $D_{н}$ и $D_{в}$ — наружный и внутренний диаметры стали якоря, м; $l_{я}$ — длина стали яко-

Таблица 1-4

Моменты инерции, кг·м²

Цилиндр	$J = \frac{mD_1^2}{8} = \gamma \frac{\pi}{32} l \cdot D_1^4$	
Полый цилиндр	$J = m \frac{D_H^2 + D_B^2}{8} = \gamma \frac{\pi}{32} l (D_H^4 - D_B^4)$	
или	$J = m \frac{D_{cp}^2 + \delta^2}{4} = \gamma \frac{\pi}{4} l (D_{cp}^3 \delta + D_{cp} \delta^3)$	
Параллелепипед	$J = m \frac{a^2 + b^2}{12} = \gamma a b l \frac{a^2 + b^2}{12}$	
Кольцо	$J = m \frac{D_1^2 + 0,75d^2}{4} = \gamma \frac{\pi^2}{16} (D_1^3 d^2 + 0,75D_1 d^4)$	
Момент инерции относительно смещенной оси 02—02	$J_{02} = J_{01} + ma^2,$ где J_{02} — момент инерции относительно смещенной оси 02—02, кг·м ² ; J_{01} — момент инерции относительно оси 01—01, проходящей через центр тяжести поперечного сечения тела, кг·м ² ; a — расстояние между осями (смещение), м	

Примечание. Масса m — кг; плотность γ — кг/м³; размеры — м.

ря, м; D_k и l_k — диаметр и длина коллектора.

При известной массе якоря $m_{я}$, кг, и диаметре якоря $D_{я}$, м (точность 12—15%), кг·м²,

$$J = 108 D_{я}^2 m_{я}. \quad (1-15)$$

1-4. РАСЧЕТ ВРЕМЕНИ И ПУТИ УСКОРЕНИЯ И ЗАМЕДЛЕНИЯ

Время ускорения и замедления приводов от частоты вращения n_x до частоты вращения n_y определяется при любом законе изменения динамического момента по формуле.

$$t_{xy} = \frac{J}{9,55} \int_{n_x}^{n_y} \frac{dn}{M_{дин}}. \quad (1-16)$$

При неизменном динамическом моменте

$$t_{xy} = \frac{J(n_y - n_x)}{9,55 M_{дин}} = \frac{J n_n (n_{*y} - n_{*x})}{9,55 M_n M_{*дин}}. \quad (1-17)$$

Эта формула может быть применена также при относительно небольших изменениях динамического момента. В этом случае принимается его среднее значение в пределах рассматриваемого изменения скорости.

При линейной зависимости динамического момента от частоты вращения двигателя (рис. 1-6)

$$t_{xy} = \frac{J(n_y - n_x)}{9,55 (M_{дин,x} - M_{дин,y})} \ln \times \frac{M_{дин,x}}{M_{дин,y}} = \frac{J n_n (n_{*y} - n_{*x})}{9,55 M_n (M_{*дин,x} - M_{*дин,y})} \times \ln \frac{M_{*дин,x}}{M_{*дин,y}}. \quad (1-18)$$

В формулах (1-16)—(1-18) обозначено: n_x, n_y — начальная и конечная частоты вращения двигателя, об/мин; n_n — номинальная частота вращения двигателя, об/мин; $M_{дин,x}, M_{дин,y}$ — начальный и конечный динамические моменты привода, Н·м; M_n — номинальный момент двигателя, Н·м; J — момент инерции привода, приведенный к ва-

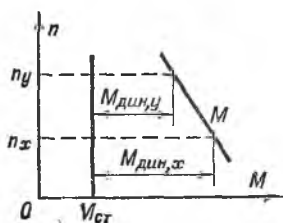


Рис. 1-6. Характеристика моментов: статического $M_{ст}$, динамического $M_{дин}$ и двигателя M в зависимости от частоты вращения двигателя n при прямолинейном изменении динамического момента.

лу двигателя, кг·м²; t_{xy} — время ускорения или замедления, с;

$$n_{*x} = \frac{n_x}{n_n}; \quad n_{*y} = \frac{n_y}{n_n};$$

$$M_{*дин} = \frac{M_{дин}}{M_n}$$

— долевые величины частот вращения и динамического момента.

При нелинейной зависимости динамического момента от частоты вращения двигателя динамический момент привода $M_{дин} = f(n)$ обычно задается графически. Применяют два графоаналитических способа расчета.

Первый способ: график изменения $M_{дин}$ в рассматриваемом интервале частот вращения от n_x до n_y разбивается на участки по частоте вращения с известными интервалами. Кривая динамического момента заменяется ступенчатой кривой с неизменными средними моментами в пределах каждого участка.

Время изменения частоты вращения для любого участка

$$\Delta t_i = \frac{J \Delta n_i}{9,55 M_{дин,i}}; \quad (1-19)$$

полное время изменения частоты вращения от n_x до n_y

$$t_{x,y} = \sum_{i=1}^{i=k} \Delta t_i,$$

где Δt_i — время изменения частоты вращения для участка Δn_i , с; Δn_i — принятый интервал изменения частоты вращения для i -го участка, об/мин; $M_{дин,i}$ — среднее значение динамического момента в пределах i -го участка, Н·м; k — принятое число участков изменения частоты вращения.

Для упрощения расчетов удобно выбирать величины Δn_i по возможности одинаковыми или двух значений. Большие значения принимают для участков с менее интенсивным изменением динамического момента, а меньшие — для участков с более интенсивным его изменением.

Второй способ: кривая динамического момента заменяется отдельными участками секущих прямых. Время изменения частоты вращения для каждого участка подсчитывается по формуле (1-18) для линейного изменения момента от частоты вращения. Значения частот вращения и динамических моментов берутся из графика. Полное время переходного процесса равно сумме подсчитанных времен по участкам. Этот способ позволяет иметь меньше участков, чем первый, но подсчет времени по участкам сложнее из-за логарифмической зависимости.

Путь двигателя при ускорении и замедлении привода. Количество оборотов двигателя при любом законе изменения его частоты вращения

$$\varphi = \frac{1}{60} \int_0^t n dt, \quad (1-20)$$

где n — частота вращения двигателя, об/мин; t — время, с.

Путь двигателя при изменении его частоты вращения от n_x до n_y (динамический момент постоянен)

$$\begin{aligned} \varphi_{xy} &= \frac{J (n_y^2 - n_x^2)}{1146 M_{дин}} = \\ &= \frac{J n_n^2 [(n_{*y})^2 - (n_{*x})^2]}{1146 M_n M_{*дин}}. \end{aligned} \quad (1-21)$$

Если известно время изменения частоты вращения от n_x до n_y , то

$$\varphi_{xy} = \frac{n_x + n_y}{120} t_{xy} = \frac{n_{ср}}{60} t_{xy} \quad (1-22)$$

или

$$\begin{aligned} \varphi_{xy} &= n_n \frac{n_{*x} + n_{*y}}{120} t_{xy} = \\ &= n_n \frac{n_{ср}}{60} t_{xy}. \end{aligned} \quad (1-23)$$

В случае линейной зависимости динамического момента от частоты вращения двигателя путь равен:

$$\begin{aligned} \varphi_{xy} &= \frac{J (n_y - n_x)}{573 (M_{дин,x} - M_{дин,y})} \times \\ &\times \left[\left(\frac{n_y - n_x}{M_{дин,x} - M_{дин,y}} M_{дин,x} + n_x \right) \times \right. \\ &\times \ln \frac{M_{дин,x}}{M_{дин,y}} - (n_y - n_x) \left. \right] = \end{aligned}$$

$$= \frac{J n_{\text{н}}^2 (n_{*y} - n_{*x})}{573 M_{\text{н}} (M_{* \text{дин}, x} - M_{* \text{дин}, y})} \times \\ \times \left[\left(\frac{n_{*y} - n_{*x}}{M_{* \text{дин}, x} - M_{* \text{дин}, y}} M_{* \text{дин}, x} + n_{*x} \right) \times \right. \\ \left. \times \ln \frac{M_{* \text{дин}, x}}{M_{* \text{дин}, y}} - (n_{*y} - n_{*x}) \right]. \quad (1-24)$$

В уравнениях (1-21) — (1-24) обозначено:

φ_{xy} — путь двигателя, об.;

$n_x, n_y, n_{\text{ср}}$ — начальная, конечная и средняя частоты вращения двигателя, об/мин;

$n_{\text{н}}$ — номинальная частота вращения двигателя, об/мин;

$M_{\text{дин}, x}, M_{\text{дин}, y}$ — начальный и конечный динамические моменты, Н·м;

$M_{\text{н}}$ — номинальный момент двигателя, Н·м;

n_*, M_* — делевые частоты вращения и момента;

J — момент инерции привода, приведенный к валу двигателя, кг·м².

1-5. РАСЧЕТ НАИВЫГОДНЕЙШЕГО ПЕРЕДАТОЧНОГО ЧИСЛА РЕДУКТОРА ДЛЯ ПРИВОДОВ С ПОВТОРНО-КРАТКОВРЕМЕННЫМ РЕЖИМОМ РАБОТЫ

Наибольшее ускорение (замедление) электропривода имеет место при

$$i_0 = \pm \frac{M_{\text{ст}}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{\text{ст}}}{M} \right)^2 + \frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}}}, \quad (1-25)$$

где i_0 — наивыгоднейшее значение передаточного числа редуктора от двигателя к рабочему механизму; M — момент двигателя при пуске (торможении), Н·м; $M_{\text{ст}}$ — статический момент механизма, Н·м; $J_{\text{д}}$ — момент инерции двигателя и всех элементов, глухо закрепленных на его валу, кг·м²; $J_{\text{м}}$ — момент инерции механизма, кг·м².

Знак «+» у первого слагаемого соответствует ускорению привода, а знак «—» — замедлению.

У приводов с большим числом включений в час значение статического момента обычно относительно невелико и его можно во многих случаях не учитывать. Тогда наивыгоднейшее передаточное число

$$i_0 = \sqrt{\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}}}. \quad (1-26)$$

Отсюда следует, что кинетическая энергия механизма при наивыгоднейшем передаточном числе должна быть равна кинетической энергии двигателя.

Наивыгоднейшее передаточное число при заданном перемещении (пути) механизма в случае треугольного графика скорости по времени и при одинаковых моментах

двигателя при пуске и торможении. Наименьшее время заданного перемещения будет при передаточном числе

$$i = 0,71 \sqrt{\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}} + 3 \left(\frac{M_{\text{ст}}}{M} \right)^2} + \\ + \sqrt{\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}} \left[\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}} + 10 \left(\frac{M_{\text{ст}}}{M} \right)^2 \right]} + \\ + 9 \left(\frac{M_{\text{ст}}}{M} \right)^4. \quad (1-27)$$

Если при относительно малом значении статического момента его не учитывать, наивыгоднейшее передаточное число

$$i_0 = 0,71 \sqrt{\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}} + \sqrt{\left[\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}} \right]^2}} = \\ = \sqrt{\frac{J_{\text{м}}}{J_{\text{д}}}}. \quad (1-28)$$

Наивыгоднейшее передаточное число при заданном перемещении (пути) механизма в случае трапецидального графика скорости по времени и при отсутствии статического момента. Минимальное время перемещения механизма будет при передаточном числе

$$i_0 = \sqrt{\frac{J_{\text{м}} n^2}{573 \varphi} \cdot \frac{M_y + M_{\text{т}}}{M_y M_{\text{т}}}}, \quad (1-29)$$

где n — максимальная (установившаяся) частота вращения двигателя, об/мин; φ — заданный угол поворота (путь) вала механизма, об.; $M_y, M_{\text{т}}$ — моменты двигателя при ускорении и замедлении, Н·м.

Приведенные оптимальные передаточные числа являются лишь отправными величинами при выборе рабочего передаточного числа. Последнее выбирается после производства ряда расчетов с различными передаточными числами и сопоставления результатов с учетом максимально допустимой скорости механизма и требуемой мощности двигателя.

Для снижения мощности двигателя при трапецидальном графике скорости выгодно принимать передаточные числа несколько выше оптимальных. Уменьшение производительности механизмов при этом незначительно, а мощность двигателя существенно снижается.

Б. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ И РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЙ

1-6. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Общие сведения

Допускаемые токи по условиям коммутации. Двигатели небольшой и средней мощности допускают ориентировочно мак-

симальные пики тока до 2,5-кратного значения номинального при частоте вращения от нуля до номинальной. При частоте вращения выше номинальной допустимые токи снижаются. Для двигателей мощностью 500 кВт и выше допускаемые кратковременно максимальные токи согласовывают с заводом-изготовителем.

Номинальное сопротивление двигателей
 $R_{\text{н}}$ — расчетное сопротивление силовой цепи, которое при неподвижном якоре и номинальном напряжении сети $U_{\text{н}}$ определяет номинальный ток в якоре $I_{\text{н}}$:

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} \quad (1-30)$$

Любые сопротивления r в долях номинального определяются по формуле

$$r_* = \frac{r}{R_{\text{н}}} \quad (1-31)$$

Внутреннее сопротивление двигателей складывается из сопротивлений: $r_{\text{я}}$ — якоря, $r_{\text{щ}}$ — щеток, $r_{\text{д.п}}$ — добавочных полюсов, $r_{\text{с}}$ или $r_{\text{к}}$ — стабилизирующей или компенсационной обмотки, $r_{\text{пос}}$ и $r_{\text{пар}}$ — последовательной и параллельной обмоток возбуждения.

Полное сопротивление якоря двигателя

$$r_{\text{я.п}} = r_{\text{я}} + r_{\text{щ}} + r_{\text{д.п}} + r_{\text{с}} \quad (\text{или } r_{\text{к}}) \quad (1-32)$$

или двигателя

$$r_{\text{д}} = r_{\text{я.п}} + r_{\text{пос.}}$$

Двигатели параллельного возбуждения

Графический расчет пусковых сопротивлений в цепи якоря при реостатном пуске. Строится графически естественная механическая характеристика (принимается за прямую) по двум точкам: частоте вращения идеального холостого хода n_0 (т. е. при $M=0$, $n_*=1$) и номинальной частоте вращения $n_{\text{н}}$ (т. е. при $M_*=1$, $n_*=1-\Delta n_{*н}$). Номинальное падение частоты вращения в долях $\Delta n_{*н} = \Delta n_{\text{н}}/n_0$ равно собственному сопротивлению двигателя $r_{*д} = r_{\text{д}}/R_{\text{н}}$. При номинальном моменте ($M_*=1$)

$$\Delta n_{*н} = r_{*д} \quad (1-33)$$

Далее строится график пусковых характеристик при заданном числе пусковых ступеней и приемлемых значениях максимального момента M_1 и момента переключения M_2 . Из графика для каждой пусковой характеристики при $M_*=1$ находится значение $\Delta n_{*н,и}$, и по нему определяется требуемое внешнее сопротивление $r_{\text{к}}$ цепи двигателя по формуле

$$(r_{\text{д}} + r_{\text{к}})_* = \Delta n_{*н,и} \quad (1-34)$$

Аналитический способ нахождения сопротивлений ступеней при реостатном пуске. При заданном числе ступеней m и нормальном пуске задаются моментом переключения M_2 , примерно на 10—20% превышаю-

щем статический момент, и определяют отношение $M_1/M_2 = \lambda$ пиков момента по формуле

$$\lambda = \sqrt[m+1]{\frac{1}{r_{*д} M_{*2}}} \quad (1-35)$$

Отсюда находят максимальный момент $M_1 = M_2 \lambda$, который не должен быть выше допустимого для двигателя. Если это не выполняется, должно быть увеличено число ступеней m .

Пусковые сопротивления ступеней r (или полные R) находятся по формулам (при $m=3$):

$$\begin{aligned} r_3 &= r_{\text{д}} (\lambda - 1); & R_3 &= r_{\text{д}} \lambda; \\ r_2 &= r_3 \lambda; & R_2 &= R_3 \lambda; \\ r_1 &= r_2 \lambda; & R_1 &= R_2 \lambda. \end{aligned} \quad (1-36)$$

Противовключение. Сопротивление ступени противовключения

$$r_{\text{пр}} = \frac{2U_{\text{н}}}{I_{\text{доп}}} - (r_{\text{д}} + r_{\text{я}}) \quad (1-37)$$

Точка присоединения реле противовключения

$$r_x = \frac{1}{2} (r_{\text{д}} + r_{\text{я}} + r_{\text{пр}}) \quad (1-38)$$

В этих формулах $I_{\text{доп}}$ — допускаемый ток в начале торможения; $r_{\text{я}} = r_1 + r_2 + r_3$ — суммарное пусковое сопротивление всех ступеней (при $m=3$); r_x — часть сопротивления противовключения $r_{\text{пр}}$ (со стороны питающей сети), определяющая точку присоединения реле противовключения.

Динамическое торможение. Сопротивление динамического торможения при начальном допускаемом токе торможения $I_{\text{доп}}$

$$r_{\text{т}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{доп}}} - r_{\text{д}} \quad (1-39)$$

Снижение частоты вращения двигателя шунтированием якоря. Якорь двигателя питается от пониженного напряжения на потенциометре, образованном шунтирующим $r_{\text{ш}}$ и последовательным $r_{\text{д}}$ сопротивлениями резисторов. Потенциометр питается от сети.

Уравнение характеристики двигателя

$$n_* = \frac{n}{n_0} = n_{*0,ш} - \Delta n_{*н,ш} I_{*я}, \quad (1-40)$$

где $n_{*0,ш} = \frac{r_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{д}}}$ — частота вращения идеального холостого хода в долях n_0 ;

$$\begin{aligned} \Delta n_{*н,ш} &= \frac{\Delta n_{*н}}{\Delta n_0} = r_{*д} + \\ &+ \frac{n_{*0,ш} (1 - n_{*0,ш})}{I_{*я,ш}} \end{aligned}$$

— снижение частоты вращения при номинальной нагрузке в долях n_0 ; $I_{*я}$ — ток якоря в долях номинального;

$i_{*п,х} = \frac{I_{п,х}}{I_{я,н}} = \frac{1}{r_{*ш} + r_{*п}}$ — ток ненагруженного потенциометра при идеальном холостом ходе двигателя ($n = n_{о,ш}$).

Задаваясь пониженной частотой вращения идеального холостого хода ($n_{*о,ш} < 1$) и током ненагруженного потенциометра $I_{*п,х}$, находим приемлемое значение $\Delta n_{*и,ш}$.

Сопротивления потенциометра равны:

$$r_{п} = \frac{1 - n_{*о,ш}}{I_{*п,х}} R_H; \quad r_{ш} = \frac{n_{*о,ш}}{I_{*п,х}} R_H. \quad (1-41)$$

Работа двигателя при ослабленном потоке. Уравнения скоростной и механической

характеристик

$$n_* = \frac{n}{n_0} = \frac{1}{\Phi_*} - \frac{r_{*д}}{\Phi_*} I_{*я}; \quad (1-42)$$

$$n_* = \frac{n}{n_0} = \frac{1}{\Phi_*} - \frac{r_{*д}}{(\Phi_*)^2} M_*,$$

где n_* , M_* , Φ_* , $r_{*д}$ — частота вращения, момент, поток и полное сопротивление якоря двигателя в долях их номинальных значений (для n_0 и M_H — номинальные значения при номинальном потоке).

Требуемый ток возбуждения при заданном пониженном потоке определяется по кривой намагничивания двигателя.

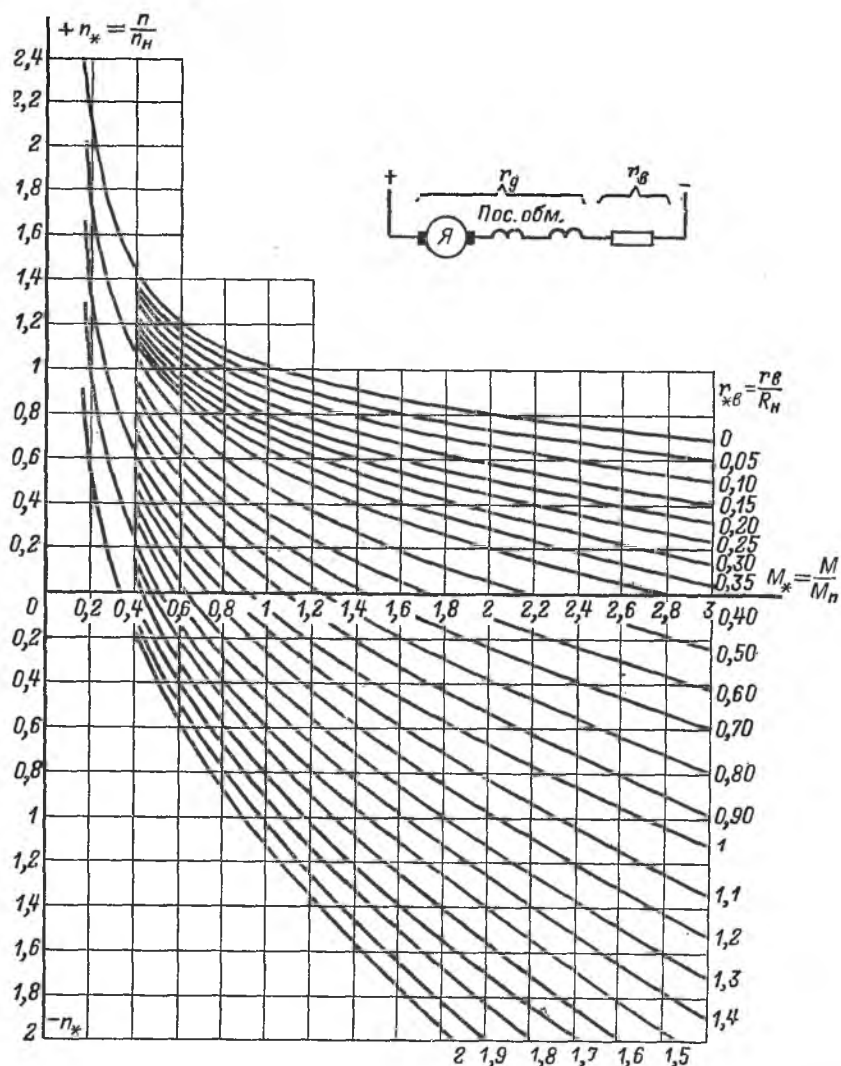


Рис. 1-7. Универсальные механические характеристики двигателей последовательного возбуждения краново-металлургического типа.

Двигатели последовательного возбуждения

Пуск. Используются графики универсальных естественных характеристик из каталога. Искусственная характеристика при внешнем сопротивлении $r_{\text{в}}$ может быть построена путем нахождения частот вращения $n_{\text{н}}$ для ряда токов двигателя $I_{\text{н}}$ по формуле

$$n_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я}}(r_{\text{д}} + r_{\text{в}})}{U_{\text{н}} - I_{\text{я}} r_{\text{д}}} n_{\text{е}}. \quad (1-43)$$

Достаточно рассчитать по формуле одну искусственную характеристику, например для $r_{\text{в}} = 0,1$. Для любых других внешних сопротивлений падения частот вращения двигателя при выбранных токах будут пропорциональны внешним сопротивлениям. Пусковые сопротивления удобно рассчитывать, выбирая наиболее подходящие из семейства на рис. 1-7. Если заданы частота вращения $n_{\text{н}}$ и $I_{\text{я}}$, из уравнения (1-43) можно найти требуемое сопротивление $r_{\text{в}}$.

Противовключение. Используется способ, указанный для пуска, но при отрицательных частотах вращения.

Динамическое торможение при независимом возбуждении. Последовательная обмотка подключается к сети через сопротивление поля $r_{\text{по}}$ и суммарное пусковое сопротивление всех ступеней $r_{\text{у}}$ для получения номинального тока

$$r_{\text{по}} = R_{\text{н}} - (r_{\text{у}} + r_{\text{пос}}). \quad (1-44)$$

Якорь замыкается на сопротивление динамического торможения $r_{\text{т}}$ для получения допустимого начального тока $I_{\text{доп}}$ при начальной частоте вращения $n_{\text{нач}}$:

$$r_{\text{т}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я}} r_{\text{д}}}{I_{\text{доп}}} \cdot \frac{n_{\text{нач}}}{n_{\text{н}}} - r_{\text{я,п}}. \quad (1-45)$$

Двигатели смешанного возбуждения

Пуск и противовключение. Способ расчета и построение искусственных характеристик, а также расчета внешних сопротивлений те же, что и для двигателей последовательного возбуждения, но используются универсальные естественные характеристики из каталога и семейство кривых на рис. 1-8.

Динамическое торможение. При торможении с независимым питанием последова-

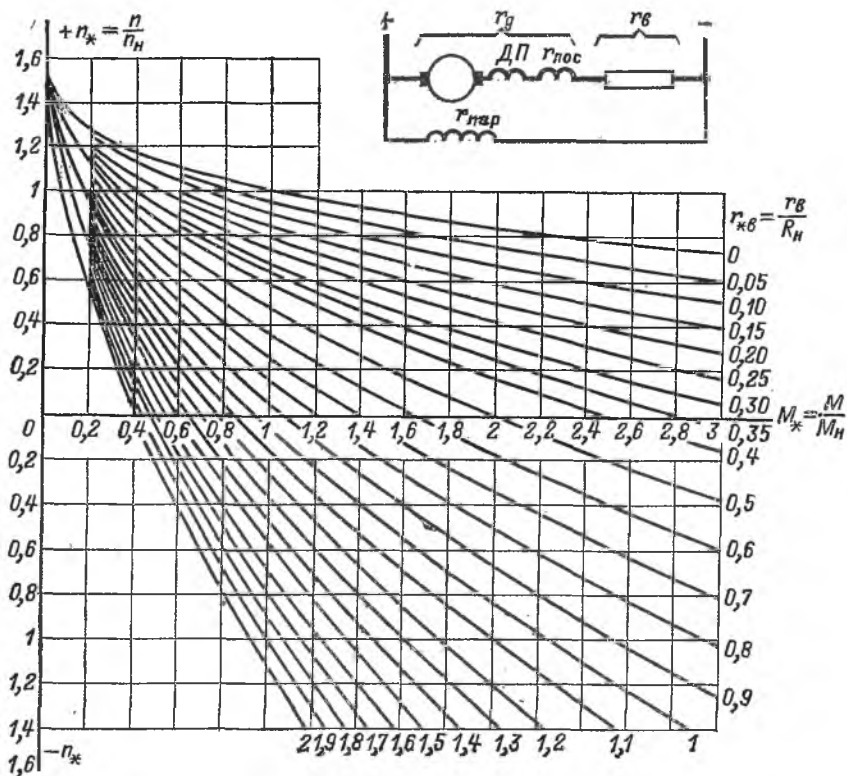


Рис. 1-8. Универсальные механические характеристики двигателей смешанного возбуждения краново-металлургического типа.

тельной обмотки возбуждения номинальным током расчет сопротивлений $r_{\text{го}}$ и $r_{\text{г}}$ производится по формулам (1-44) и (1-45), как и для двигателей последовательного возбуждения. При торможении с потоком от одной параллельной обмотки возбуждения с частоты вращения $n_{\text{нач}}$ якорь замыкается на сопротивление $r_{\text{я}}$, равное:

$$r_{\text{я}} = \frac{U_{\text{н}} n_{\text{нач}}}{I_{\text{доп}} n_0} - r_{\text{я.п.}} \quad (1-46)$$

Частоты вращения $n_{\text{нач}}$ и идеального холостого хода n_0 берутся из универсальной естественной характеристики соответственно при минимально возможном статическом моменте (токе) и при токе якоря, равном нулю.

1-7. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Общие сведения

Номинальное сопротивление ротора $R_{\text{р.н}}$ — активное сопротивление каждой линии ротора, состоящее из внутреннего и внешнего, которое при неподвижном роторе и номинальной частоте и напряжении в сети определяет номинальный ток в роторе $I_{\text{р.н}}$:

$$R_{\text{р.н}} = \frac{E_{\text{р.н}}}{\sqrt{3} I_{\text{р.н}}} \quad (1-47)$$

где $E_{\text{р.н}}$ — э. д. с. между кольцами неподвижного разомкнутого ротора. Любое сопротивление r в долях номинального

$$r_* = \frac{r}{R_{\text{р.н}}}$$

Асинхронные двигатели с контактными кольцами

Естественные и искусственные характеристики. Упрощенная формула механической характеристики (пренебрегая активным сопротивлением статора)

$$M = M_{\text{к}} \frac{2}{\frac{s}{s_{\text{к}}} + \frac{s_{\text{к}}}{s}} \quad (1-48)$$

в которой

$$s_{\text{к}} = \frac{r_{\text{п}}}{x_{\text{с}} + x_{\text{р}}}$$

где M , $M_{\text{к}}$ — моменты двигателя (текущий и критический соответственно); s , $s_{\text{к}}$ — скольжения ротора (текущее и критическое); $x_{\text{с}}$ — внутреннее реактивное сопротивление линии статора; $r_{\text{п}}$, $x_{\text{р}}$ — внутренние активное и реактивное сопротивления линии ротора, приведенные к статору.

Когда неизвестны внутренние сопротивления двигателей, механическую характеристику асинхронного двигателя в рабочей части заменяют прямой, проходящей через точки синхронной и номинальной частот вращения (при номинальном моменте).

Искусственные характеристики рассчитываются так же, как естественные, но вместо внутреннего активного сопротивления линии ротора $r_{\text{р}}$ вводится полное сопротивление $R_{\text{р}}$, включающее внешнее $r_{\text{в}}$, т. е. $R_{\text{р}} = r_{\text{р}} + r_{\text{в}}$.

Приведенное на рис. 1-9 семейство характеристик рассчитано по точной формуле (с учетом сопротивления статора). Достаточно рассчитать только одну характеристику (естественную или искусственную), остальные получаются из простой пропорции

$$\frac{s_{\text{н}}}{s_{\text{с}}} = \frac{R_{\text{р}}}{r_{\text{р}}} \quad (1-49)$$

где $s_{\text{с}}$, $s_{\text{н}}$ — скольжения на естественной и искусственной характеристиках при одном и том же моменте.

Токи ротора

$$I_{* \text{р}} = \sqrt{M_* \frac{s}{s_{\text{н}}}} \quad (1-50)$$

Пуск. Пусковые сопротивления удобно определять путем подбора характеристик из семейства на рис. 1-9.

Для упрощенных расчетов строятся прямая и кривая семейства по двум точкам: $M_* = 0$, $s = 0$ и $M_* = 1$, $s = s_{\text{н}} = r_{\text{с.р.}}$. Далее строятся пусковые характеристики по величинам M_1 и M_2 и на вертикали при $M_* = 1$ находят графически сопротивления ступеней r_{*3} , r_{*2} , r_{*1} . Аналитически сопротивления определяются так же, как и для двигателей постоянного тока параллельного возбуждения, но в формуле (1-35) вместо $r_{*д}$ должно быть $s_{\text{н}}$, а в (1-36) вместо $r_{\text{д}}$ должно быть $r_{\text{р}}$.

Противовключение. Сопротивление ступени противовключения можно определять подбором характеристик из семейства на рис. 1-9 по условиям получения нужных скоростей спуска груза в тормозном режиме или ограничения момента и тока переключения двигателя на обратный ход при полной скорости. Можно также найти требуемое сопротивление линии ротора, используя формулу (1-49).

Динамическое торможение. На рис. 1-10 и 1-11 даны универсальные механические характеристики динамического торможения и тока ротора асинхронных двигателей с фазным ротором.

Как видно из рис. 1-10, для быстрой остановки привода требуется подавать постоянный ток возбуждения $I_{\text{в}}$, равный 200—300% тока холостого хода статора $I_{\text{с.х.}}$. Характеристики при сопротивлениях $r/R_{\text{р}}$, равных 0,2 или 0,4, являются наиболее

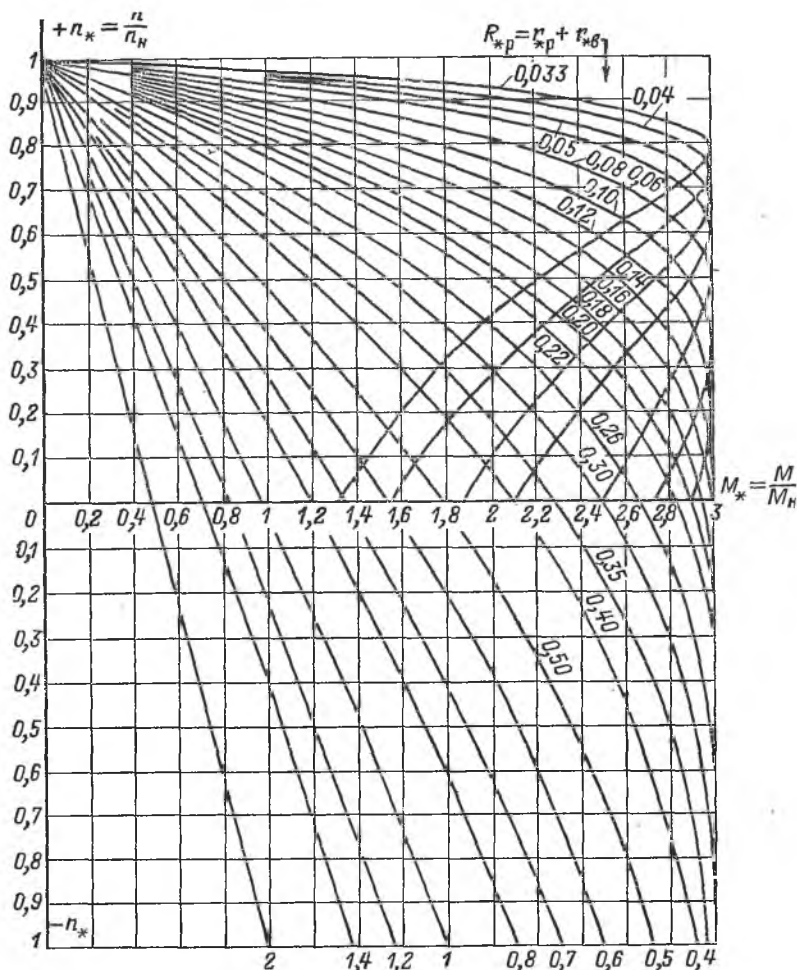


Рис. 1-9. Универсальные механические характеристики асинхронных двигателей с фазным ротором краново-металлургического типа с критическим моментом, равным трехкратному номинальному.

удовлетворительными, причем характеристика с $R_{*p}=0,4$ даст меньший путь привода при торможении, чем характеристика с $R_{*p}=0,2$, потому что при больших частотах вращения, при которых получается больший выбег по пути, она имеет более высокий тормозной момент.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором

Механические характеристики и характеристики тока статора берутся по каталожным данным. Для приводов длительного режима применяются двигатели с малым номинальным скольжением и относительно малым пусковым моментом. Для приводов длительного режима с пиковыми моментами более подходящими являются двигатели с

повышенным пусковым моментом и малым номинальным скольжением. Для длительного режима работы с ударными нагрузками (молоты, прессы, ножницы) наиболее приемлемыми являются двигатели с повышенным скольжением.

Для приводов повторно-кратковременного режима работы с частыми пусками (прокатные станы, краны) применяются двигатели краново-металлургического типа, имеющие наиболее высокий пусковой момент и малый пусковой ток. Повышенное скольжение этих двигателей не является недостатком для указанного режима работы. Обычно пуск двигателей производится непосредственным включением на сеть.

Динамическое торможение. Механические характеристики при динамическом торможении характерны малыми начальными тормозными моментами. На рис. 1-12 даны

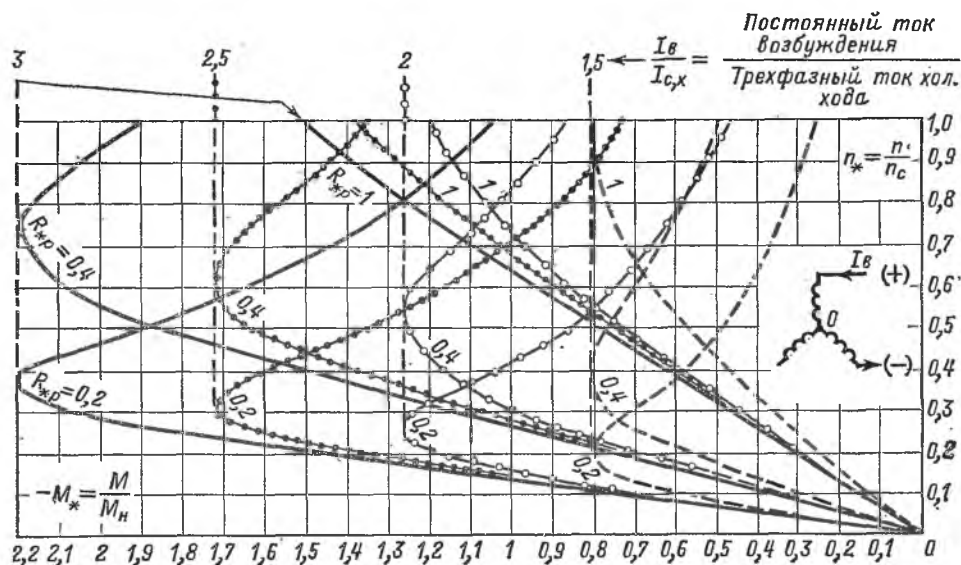


Рис. 1-10. Универсальные механические характеристики динамического торможения асинхронных двигателей с фазным ротором краново-металлургического типа (цифры 0,2; 0,4 и 1 при кривых обозначают полное сопротивление линии ротора в долях номинального $R_{p,n}$).

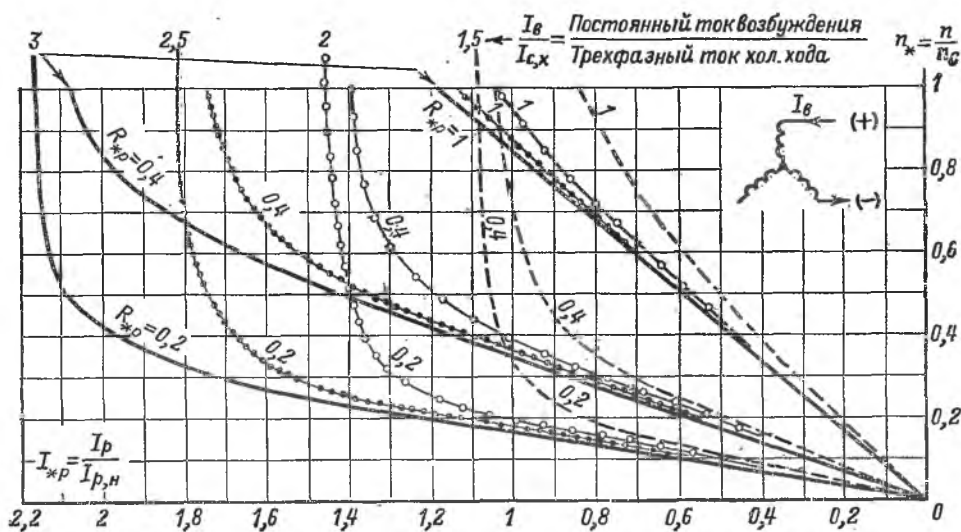


Рис. 1-11. Универсальные характеристики тока ротора при динамическом торможении асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором краново-металлургического типа.

кривые для краново-металлургического двигателя, из которых видно, что увеличение тока возбуждения статора до допустимых пределов дает увеличение начального тормозного момента лишь до половины номинального. Двигатель значительную часть времени при торможении вращается с большой частотой, что приводит к большому выбегу по пути. Торможение более эффектив-

но с 50% синхронной частоты вращения. Для получения удовлетворительного торможения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором нужно давать относительно большие токи возбуждения (до 3—5-кратных трехфазного тока холостого хода). Двигатели с повышенным сопротивлением обмотки ротора дают более благоприятные результаты.

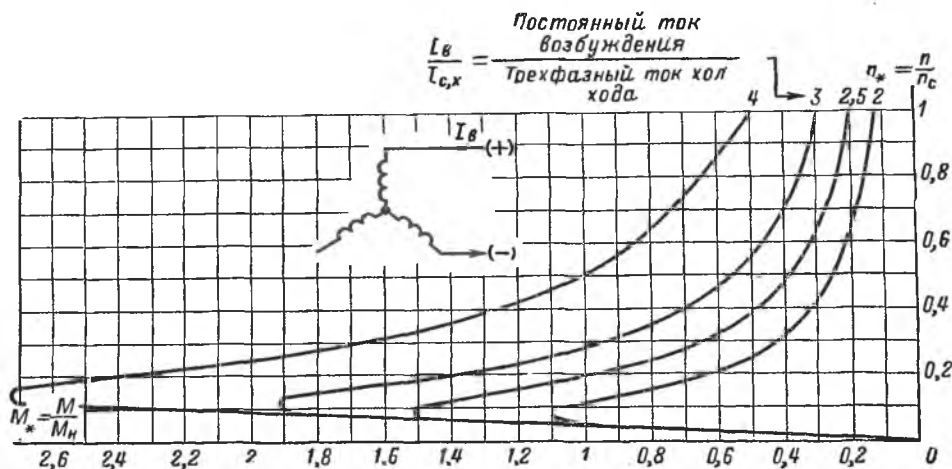


Рис. 1-12. Универсальные механические характеристики динамического торможения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором краново-металлургического типа (номинальное скольжение двигателя $s_n = 0,08$).

1-8. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Характеристики. Синхронные двигатели характеризуются тремя моментами: M_n — пусковой момент для трогания с места; $M_{вх}$ — входной при частоте вращения 0,95 синхронной для вхождения в синхронизм при пуске и M_k — критический или максимальный при синхронной частоте вращения и номинальных напряжениях на статоре и возбуждении ротора. Требуемые значения этих моментов определяются характером привода и для различных отраслей промышленности даны в табл. 1-5.

Для приводов с большими пусковыми и входными моментами, а также с резко колеблющейся нагрузкой предпочтительно использовать двигатели с опережающим коэффициентом мощности около 0,8. Высокий пусковой момент при малом входном получается при пусковой клетке с большим сопротивлением, а небольшой пусковой и высокий входной моменты — при малом активном и большом реактивном сопротивлениях.

Критический момент двигателя увеличивается с увеличением зазора. Синхронный двигатель для толчкообразной нагрузки рекомендуется выбирать без запасов по статическому критическому (опрокидывающему) моменту, так как переходный критический момент в переходном режиме объясняется запаздыванием размагничивающего действия статора на полюсы при толковых нагрузках. Современные быстродействующие системы автоматического регулирования способны поддерживать поток полюсов ротора практически постоянным. Критический переходный момент возрастает с уменьшением реактивностей синхронного двигателя, в особенности переходной реактивности по продольной оси.

Разрядное сопротивление служит для ограничения напряжения на обмотке ротора

при пуске; принимается 5—10-кратным сопротивлением обмотки ротора.

Ограничение тока при пуске. В общем случае предпочтителен прямой пуск синхронных двигателей. Ограничение тока применяется, если недопустим прямой пуск для двигателя, механизма или питающей сети. Двигатель подключается при этом к сети через пусковые реакторы или автотрансформатор.

Для снижения естественного пускового тока $I_{е,п}$ в k раз реактивное сопротивление реактора равно:

$$x_p = \sqrt{\left(\frac{z_k}{k}\right)^2 - r_k^2} - x_k. \quad (1-51)$$

Здесь сопротивления к. з. двигателя соответствуют

$$z_k = \frac{U_n}{\sqrt{3} I_{е,п}}; \quad r_k = z_k \cos \varphi_k;$$

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2},$$

где r_k , x_k , z_k — активное, реактивное и полное сопротивления линии статора двигателя при к. з.

Снижение естественного пускового момента $M_{е,п}$ при этом будет в k^2 раз.

Автотрансформаторный пуск применяется, когда требуется снизить пусковой ток, но пусковой момент при этом не должен сильно снижаться. Коэффициент трансформации K_t автотрансформатора, если требуется ограничить естественный пусковой ток двигателя $I_{е,п}$ величиной искусственного пускового тока $I_{п,п}$, равен:

$$K_t = \frac{I_{п,п}}{I_{е,п}}. \quad (1-52)$$

Таблица 1-5

**Моменты синхронных двигателей, требуемые промышленными механизмами
(ориентировочные данные)**

Приводные механизмы	Сочленение двигателя с механизмом	Момент в долях номинального		
		пусковой	входной	критический
Цемент, нерудные и рудные ископаемые ¹				
Шаровые мельницы	Зубчатая передача	1,75—2	1,1—1,2	1,75
Дробилки:				
конические	Непосредственное или ременная передача	1,5—2	1—1,25	2
молотковые	Непосредственное	1,5	1,15	2,5
цеховые	Непосредственное или ременная передача	1,5—2,25	1—1,25	2,5
Дробильные валки	То же	2,25	1	2,25
Стержневые мельницы	» »	2	1,2	1,75
Трубные мельницы	Редуктор	1,9	1,2	1,75

Компрессоры и воздуходувки²

Воздуходувки цикло- идальные нагнетатель- ные	Непосредственное	0,4—0,6	0,4—0,6	1,5
Турбовоздуходувки	Непосредственное или через мультипликатор	0,4	0,6	1,5
Компрессоры:				
воздушные поршне- вые	Непосредственное	0,4	0,4	1,5
аммачные поршне- вые	Для быстроходных — ре- менная передача	0,4	0,4	1,5
фреоновые	Для быстроходных — ре- менная передача, для тихоходных — непо- средственное соеди- нение	0,45	0,6	1,5
газовые поршневые	То же	0,4	0,4	1,5

Вентиляторы¹

Вентиляторы тяговые и дутьевые	Непосредственное или ременная передача	0,5	0,6—1,25	1,75

Мукомольные мельницы¹

Трансмиссия	Непосредственное или ременная передача	1,75—2,25	1—1,25	1,75

Обработка дерева²

Ленточные и продольно- разрезные пилы	Непосредственное или ременная передача	0,8—1,25	0,75—1,15	2,2—2,5
Мельницы ² Жордана	Непосредственное	0,5	0,5	1,5
Машины ¹ для измельче- ния бумажной массы	Ременная передача	1,25	1	1,75
Дробилки ² для отходов лесопильного произ- водства и рубильные машины	Непосредственное	0,8—1,25	0,8—1,1	2,25

Продолжение табл. 1-5

Приводные механизмы	Сочленение двигателя с механизмом	Момент в долях номинального		
		пусковой	входной	критический
Насосы				
Насосы:				
центробежные	Непосредственное	0,35—0,2	Задвижки закрыты 0,35—0,5; открыты 1,0—1,2	1,5
поршневые ²	Зубчатая передача	0,5—0,75	0,25—0,5	1,5
поршневые вакуумные	Непосредственное или	0,3—0,5	0,6—0,85	1,5
вращающиеся ¹ вакуумные	ременная передача То же	0,4	0,55—1	1,5
Резина				
Резиносмесители ³	Через редуктор	1,1—1,5	1,1—1,25	1,75—2,5
Сталь				
Прошивные станы	Непосредственное, иногда через редуктор	0,8—1	0,5—0,6	3—3,5
Непрерывные станы (прокатка стали, листа, полосы, сутунки, заготовки для труб, полосовые станы)	Обычно непосредственное, иногда через редуктор при применении быстроходных двигателей	0,5—1	0,5—1	2,5—3,5
Проволочные станы ⁴	Непосредственное	0,6—1	0,5—0,6	2,25—2,75
Калибровочные и редуционные станы	Непосредственное, иногда через редуктор	0,8—1	0,5—0,6	3—3,5
Двигатель-генераторы	—	0,4	0,3	2

¹ Пуск двигателей под нагрузкой.

² Пуск двигателя без нагрузки.

³ Пуск двигателя обычно без нагрузки. Может потребоваться реверс при авариях.

⁴ Пуск двигателя без нагрузки. Может потребоваться реверс под нагрузкой при авариях.

При этом ток в сети I_c с учетом ступенни уменьшения тока в автотрансформаторе удовлетворяет уравнению

$$K_T = \sqrt{\frac{I_c}{I_{c,п}}} \text{ или } K_T^2 = \frac{I_c}{I_{c,п}}. \quad (1-53)$$

Искусственный пусковой момент

$$M_{и,п} = M_{c,п} K_T^2. \quad (1-54)$$

Пусковой ток в сеть I_c и пусковой момент $M_{и,п}$ снижаются в одинаковое число раз.

Динамическое торможение. При динамическом торможении статор двигателя отключается от сети; в линии статора включены в звезду активные сопротивления r_1 . В обмотке ротора проходит ток I_p . Питание от независимого возбудителя или преобразователя.

На рис. 1-13 и 1-14 даны рассчитанные механические характеристики и кривые то-

ка статора при динамическом торможении для разных токов ротора и разных сопротивлений статора для синхронного двигателя с отдельно стоящим возбудителем типа МС-325-12/12, 6000 В, 8000 кВ·А, 6150 кВт, 500 об/мин, $I_{p,н}=408$ А при $\cos \varphi=0,8$ опережающем, $I_{Г,н,х}=211$ А.

На рис. 1-13 и 1-14: $I_{p,н,х}$ — ток ротора, вызывающий при холостом ходе с синхронной скоростью номинальное напряжение статора; $R_c=r_c+r_1$ — активное сопротивление линии статора, состоящее из последовательно включенных внутреннего сопротивления линии статора r_c и внешнего r_1 (соединение

обмотки в звезду); $Z_{c,н} = \frac{U_{c,н}}{\sqrt{3} I_{c,н}}$ — номинальное полное сопротивление статора; n_{**} — частота вращения и момент двигателя в долях номинальных величин.

На приведенных характеристиках долевой ток ротора $I_{*p}=1,93$ соответствует номинальному току возбуждения синхронно-

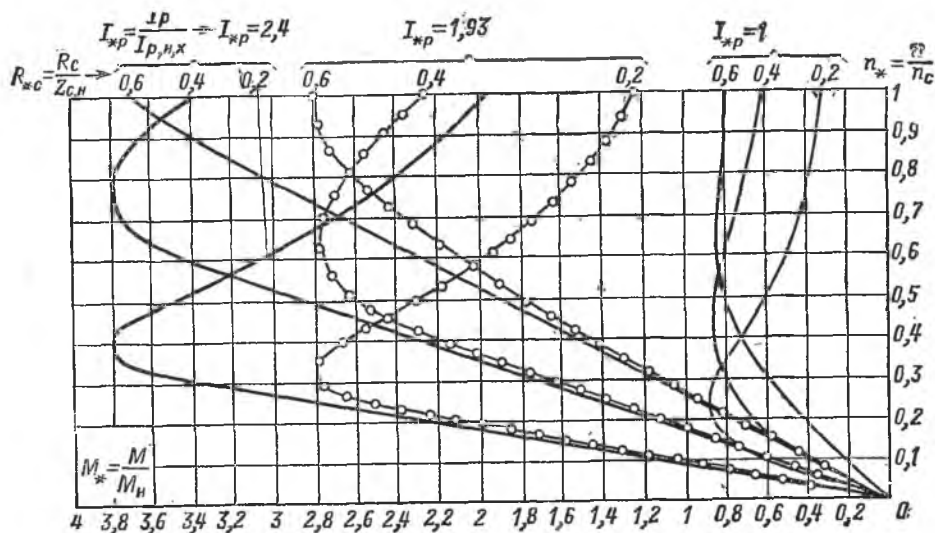
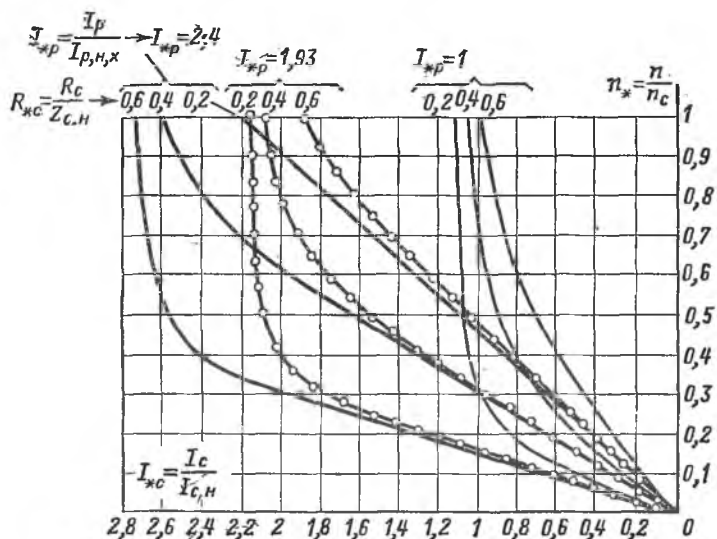


Рис. 1-13. Механические характеристики синхронного двигателя.

Рис. 1-14. Кривые тока статора I_c при динамическом торможении синхронного двигателя.

го двигателя, работающего в номинальном режиме, т. е. при номинальной мощности и $\cos \varphi = 0,8$ опережающем. Наиболее благоприятные характеристики соответствуют $R_{sc} = 0,4 \div 0,6$. Сопротивление динамического торможения определяется методом выбора из рассчитанных кривых.

1-9. ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ РЕЗИСТОРОВ

Задачей теплового расчета резисторов является нахождение длительного постоянного по значению эквивалентного тока $I_{э,п}$ по перегреву, который вызовет такой же перегрев резистора, как и заданный изменяющийся ток. Из-за сложности расчетов при нахождении тока $I_{э,п}$ часто пользуются эквивалентным током $I_{э,т}$ по теплу (средне-

квадратичный ток), который за рассматриваемый промежуток времени выделяет в резисторе такое же количество тепла, как и данный изменяющийся ток. При любых графиках тока $I_{э,п} \geq I_{э,т}$. Чем меньше периоды нагрузки по отношению к постоянной времени нагрева резистора, тем ближе указанные токи друг к другу. Номинальный ток резистора выбирается равным или несколько большим эквивалентного тока.

Длительный режим при неизменной нагрузке. Здесь ток $I_{э,п}$ равен току нагрузки I_p .

Длительный режим при изменяющейся нагрузке (переменяющийся режим). При этом режиме ток протекает непрерывно, а значение его меняется. График тока разбивают на участки работы с временами $t_{р,т}$,

t_{p2} и т. д. с неизменными токами соответственно I_{p1} , I_{p2} и т. д. Получается график с повторяющимся циклом работы. Если ток на каком-либо участке имеет форму кривой, ее удобно заменить усредненной наклонной прямой с граничными токами I_1 , I_2 и найти неизменный эквивалентный по теплу рабочий ток участка по формуле

$$I_p = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2 + I_1 I_2}{3}}. \quad (1-55)$$

Расчет производится для одного цикла повторяющейся нагрузки. Если время цикла по отношению к постоянной времени мало, можно получить удовлетворительные результаты, если вместо эквивалентного тока по перегреву $I_{3,n}$ определять эквивалентный ток по теплу $I_{3,t}$ по формуле

$$I_{3,t} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{i=k} I_{p,i}^2 t_{p,i}}{\sum_{i=1}^{i=k} t_{p,i}}}, \quad (1-56)$$

где k — число участков одного цикла работы.

На практике перемежающийся режим может быть для постоянно включенных резисторов в силовых цепях двигателей с периодически меняющейся нагрузкой.

Повторно-кратковременный режим. При этом через резистор в периоды нагрузки t_p протекает неизменный ток I_p . Если фактический ток — меняющийся, его приводят к неизменному по формулам (1-55) и (1-56). Эквивалентный ток по перегреву, учитывающий максимальную температуру в конце периода нагрузки, определяется по формуле

$$I_{3,n} = I_p \sqrt{\frac{1 - e^{-\frac{t_p}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T \cdot \text{ПВ}}}}}, \quad (1-57)$$

где t_p — время работы, с; T — постоянная нагрева резистора, с; $\text{ПВ} = t_p / T_{\text{п}}$ — относительная продолжительность включения; $T_{\text{п}}$ — время цикла, с.

Для облегчения расчетов на рис. 1-15 построено семейство кривых $I_{3,n}/I_p = f(t_p/T)$

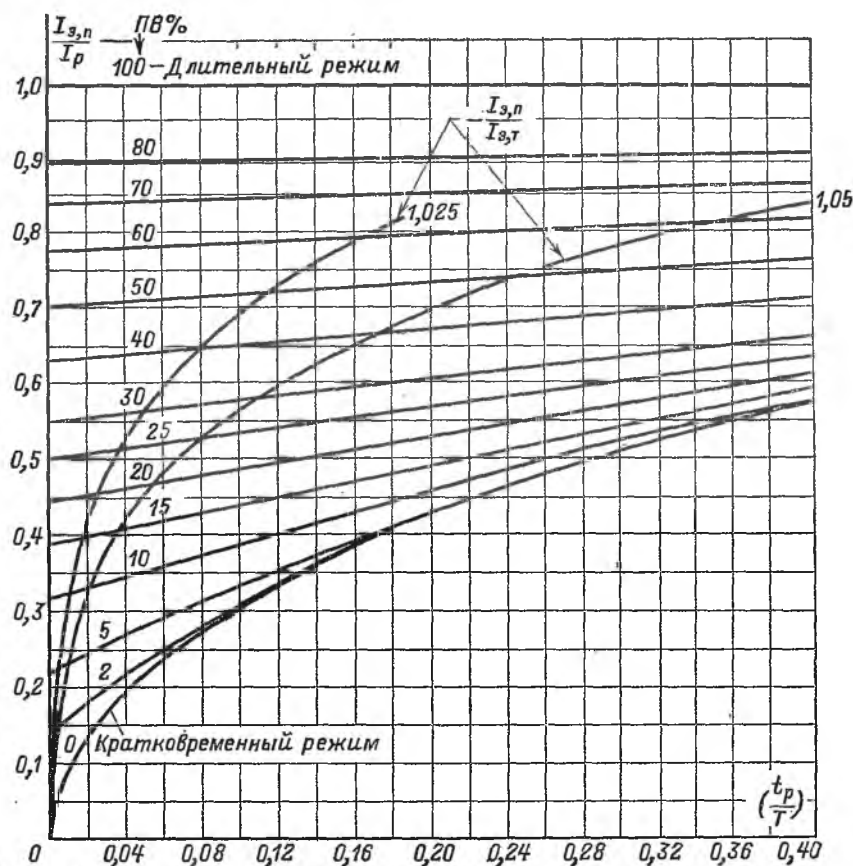


Рис. 1-15. Кривые $I_{3,n}/I_p$ в зависимости от t_p/T для резисторов при различных ПВ %.

при различных ПВ по формуле (1-57). Эта формула справедлива для любых значений ПВ, поэтому охватывает не только повторно-кратковременный, но и длительный (ПВ=1) и кратковременный (ПВ=0) режимы.

С увеличением t_p/T колебания температуры растут, ток $I_{a,n}$ увеличивается и все кривые приближаются к кривой ПВ=1 (ПВ=100%). Зная величины t_p/T , I_p и ПВ, из кривых можно находить эквивалентный ток по перегреву $I_{a,n}$. При малых значениях t_p/T колебания температуры резистора делаются меньше и ток $I_{a,n}$ уменьшается, приближаясь к току $I_{a,t}$ (при $t_p/T=0$, $I_{a,n}=I_{a,t}$). В этих случаях вместо тока $I_{a,n}$ можно находить эквивалентный ток по теплу (среднеквадратичный) по формуле

$$I_{a,t} = I_p \sqrt{\text{ПВ}}. \quad (1-58)$$

На рис. 1-15 даны две граничные кривые для постоянного отношения $I_{a,n}/I_{a,t}=1,025$ и $1,05$. Для областей семейства кривых левее граничных точек кривых ток $I_{a,n}$ не может превышать ток $I_{a,t}$ более чем на 2,5 или 5% и здесь можно вести расчеты по формуле (1-58), определяя ток $I_{a,t}$. В областях правее граничных кривых нужно пользоваться семейством кривых на рис. 1-15.

Кратковременный режим характеризуется тем, что рабочий период t_p (при неизменном токе I_p) меньше $4T$, а время паузы больше $4T$. Эквивалентный по перегреву длительный ток $I_{a,n}$, который вызовет такой же перегрев резистора, как и данный кратковременный I_p , найдется из формулы (1-57) при ПВ=0:

$$I_{a,n} = I_p \sqrt{1 - e^{-\frac{t_p}{T}}}. \quad (1-59)$$

В. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

1-10. ВЫБОР МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ

При проектировании электропривода мощность двигателя выбирается ближайшей большей по отношению к расчетной из выпускаемой электромашиностроительными заводами нормальной или специализированной серии. Так, для прокатного производства двигатель выбирают из серии прокатных двигателей, для кранов — из серии крановых двигателей и т. п. Там, где производство не предъявляет специальных требований, выбирают двигатели из серии общего применения.

Мощность двигателя должна быть выбрана таким образом, чтобы он работал по возможности при температуре, близкой к допустимой для примененной в нем изоляции.

Характеризуя мощность электродвигателя и электрической машины вообще, необ-

ходимо различать следующие категории мощности: номинальную длительную, кратковременную, мгновенную перегрузочную или отключающую.

В соответствии с условиями нагрева двигателей различают три основных режима их работы: длительный, повторно-кратковременный и кратковременный.

Длительный режим работы. Рабочий период работы настолько велик, что температура двигателя достигает своего установившегося значения, например у двигателей длительно работающих насосов, компрессоров, вентиляторов и т. п., у которых периоды работы измеряются часами.

Для выбора мощности двигателя составляется график нагрузки, заданный в виде $I=f(t)$; $P=f(t)$; $M=f(t)$; $\Delta P=f(t)$; каждый график разбивается на отдельные участки времени t_1 , t_2 , t_3 и т. д., после этого выполняется расчет по одному из следующих методов.

а) По методу средних потерь ΔP_{cp} :

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}. \quad (1-60)$$

Если средняя за цикл мощность потерь ΔP_{cp} меньше номинальной мощности потерь ΔP_n (желателен запас 10—20%)

$$\Delta P_{cp} < \Delta P_n = \frac{P_n}{\eta_n} (1 - \eta_n), \quad (1-61)$$

то предварительно выбранный двигатель удовлетворяет требованиям нагрева, где P_n , η_n — соответственно номинальные мощность и к. п. д. двигателя.

б) По методу эквивалентного момента M_a :

$$M_a = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (1-62)$$

в) По методу эквивалентного тока I_a :

$$I_a = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (1-63)$$

г) По методу эквивалентной мощности P_a :

$$P_a = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (1-64)$$

При правильно выбранном двигателе должны соблюдаться следующие условия:

$$M_a < M_n; I_a < I_n; P_a < P_n. \quad (1-65)$$

где M_n , I_n , P_n — соответственно номинальный момент, ток и мощность двигателя.

Методы расчетов по формулам (1-60) — (1-64) основаны на допущении равенства среднего и максимального перегревов; это

допустимо, если постоянная времени нагрева двигателя значительно превышает время цикла.

В зависимости от вида нагрузочной диаграммы может быть выбран I_n , M_n или P_n . Во всех случаях целесообразно иметь указанный ранее запас в выбранном двигателе, учитывающий неточность заданных нагрузок, а также совершенствование технологии производства, приводящее, как показывает опыт, к росту нагрузок. Этим оправдываются и дополнительные электромашиностроительные запасы в виде так называемых сервис-факторов, составляющие 115% нагрузки для прокатных двигателей длительно и 125% в течение 2 ч.

Метод I_n является предпочтительным по сравнению с методами M_n и P_n для двигателей постоянного тока с изменяющимся потоком для отдельных участков графика, а также для асинхронных двигателей переменного тока со значительной слагаемой тока холостого хода, составляющей для некоторых серий двигателей 0,4—0,6 номинального тока.

Повторно-кратковременный режим работы. За время работы двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время паузы, в течение которой он отключен от сети, охладиться до температуры окружающей среды. При продолжительности цикла 10 мин можно в расчетах на нагрев двигателя учитывать среднюю установившуюся температуру, пренебрегая колебаниями ее за время нагрузки и пауз. Например, для двигателей ряда механизмов прокатных станов, кранов, лифтов, станков и т. п.

Метод средних потерь. Для выбора мощности двигателя составляется график нагрузки, на основе которого строится график потерь мощности. Средние потери мощности в двигателе ΔP_{cp} в течение цикла выражаются уравнением

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_n t_n + \Delta P_y t_y + \Delta P_t t_t + \Delta P_0 t_0}{\alpha \Sigma t_n + \Sigma t_y + \Sigma t_t + \beta \Sigma t_0}, \quad (1-66)$$

где ΔP_{cp} — средние потери мощности в двигателе в течение цикла работы, кВт; ΔP_n , ΔP_t — средние потери мощности в двигателе за время пуска t_n и торможения t_t , кВт; ΔP_y — потери мощности в двигателе за время работы t_y с установившейся скоростью, кВт; ΔP_0 — потери мощности за время паузы при неподвижном двигателе, кВт (например, в параллельной обмотке возбуждения); t_0 — время паузы, с; β — коэффициент, учитывающий уменьшение теплоотдачи двигателя при неподвижном состоянии (табл. 1-6); $\alpha = (1 + \beta)/2$ — коэффициент, учитывающий ухудшение теплоотдачи двигателя за время пуска и торможения.

Формула (1-66) является универсальной как при применении двигателей длительно

Таблица 1-6

Значения коэффициента β

Исполнение двигателя	β
Закрытый, без наружного охлаждения или с принудительной вентиляцией	0,9—1
Закрытый, с наружным охлаждением от собственного вентилятора на валу двигателя	0,45—0,55
Защищенный, с самовентиляцией	0,25—0,35

тельно режима работы, так и для двигателя повторно-кратковременного режима работы по данным для ПВ=100%.

Потери мощности в двигателе за время работы с установившейся частотой вращения ΔP_y определяются с учетом к. п. д. двигателя:

$$\Delta P_n = P_n \frac{1 - \eta_n}{\eta_n}; \quad (1-67)$$

$$\Delta P_{\text{пост},n} = \Delta P_n \frac{\delta}{1 + \delta}; \quad (1-68)$$

$$\Delta P_{\text{пер},n} = \frac{\Delta P_{\text{пост},n}}{\delta} = \Delta P_n \frac{1}{1 + \delta}, \quad (1-69)$$

где $\Delta P_{\text{пост},n}$ — номинальные постоянные потери мощности в двигателе, кВт, которые включают мощность, расходуемую на вентиляцию, трение в подшипниках и щеток о коллектор, гистерезис и вихревые токи в стали, нагрев параллельной обмотки возбуждения; $\Delta P_{\text{пер},n}$ — номинальные переменные потери мощности в двигателе, кВт, которые включают потери в меди в обмотках якоря, включая последовательные обмотки возбуждения у двигателей постоянного тока, в обмотках статора двигателей переменного тока, в обмотках ротора асинхронных двигателей; δ — отношение постоянных потерь в двигателе к переменным при номинальной нагрузке (табл. 1-7).

Таблица 1-7

Значение коэффициента δ

Двигатели	δ
Постоянного тока	
Общепромышленные, параллельное возбуждение	1—1,5
Крановые	0,5—0,9
Переменного тока	
Общепромышленные	0,5—0,7
Крановые	0,4—1,0

Потери мощности при заданной нагрузке и частоте вращения, близкой к номинальной, равны:

$$\Delta P_y = \Delta P_n \frac{\delta + I_y^2}{\delta + 1}, \quad (1-70)$$

где $I_{y,y}$ — среднеквадратичный ток в долях номинального за время работы на установившейся скорости.

Средние потери мощности при пуске ΔP_n и торможении ΔP_t :

$$\Delta P_n = K \Delta P_{\text{пост},n} + \Delta P_{\text{пер},n} I_{*y,n}^2, \quad (1-71)$$

$$\Delta P_t = K \Delta P_{\text{пост},n} + \Delta P_{\text{пер},n} I_{*y,t}^2, \quad (1-72)$$

где $I_{*y,n}$, $I_{*y,t}$ — долевые значения эквивалентного тока при пуске и торможении по расчету динамики привода;

$$K = \frac{\Delta P_{\text{пост},\text{трөг}} + \Delta P_{\text{пост},n}}{2 \Delta P_{\text{пост},n}} \quad (1-73)$$

— коэффициент, учитывающий средние постоянные потери мощности в процессе пуска или торможения в долях $\Delta P_{\text{пост},n}$.

Для машин постоянного тока в неподвижном состоянии постоянные потери мощности $\Delta P_{\text{пост},\text{трөг}}$ состоят из потерь в параллельной обмотке возбуждения. Для двигателей общего применения параллельного и смешанного возбуждения при мощностях 2,5—200 кВт рекомендуется $K=0,51 \div 0,57$. Для кановых двигателей постоянного тока коэффициенты равны: 0,56—0,65 при параллельном возбуждении, 0,53—0,57 при смешанном возбуждении и 0,5 при последовательном возбуждении.

В отличие от двигателей постоянного тока у асинхронных двигателей при неподвижном их состоянии постоянные потери мощности ориентировочно удваиваются, так как при этом потери в стали ротора возрастают и становятся примерно равными номинальным потерям в стали статора.

Соответственно этому для асинхронных двигателей

$$K = \frac{2 \Delta P_{\text{пост},n} + \Delta P_{\text{пост},n}}{2 \Delta P_{\text{пост},n}} = 1,5. \quad (1-74)$$

Метод средних потерь в принципе обеспечивает результаты высокой точности и мог бы быть рекомендован для ответственных расчетов, когда в распоряжении проектировщика имеются точные значения рассмотренных выше коэффициентов β , δ и K , для получения которых требуются специальные испытания.

Учитывая эти трудности, а также неточность заданных расчетных статических мощностей, в большинстве случаев применяют упрощенные методы расчетов, излагаемые ниже.

Выбор двигателя из серии, предназначенной для работы в повторно-кратковременном режиме. Общесоюзным стандартом

установлено пять значений относительной продолжительности включения ПВ_с: 0,15; 0,25; 0,4; 0,6; 1,0 (индекс «с» — означает «стандартный»), для которых завод-изготовитель указывает в каталогах параметров на основе уточненных заводских расчетов и стендовых испытаний.

В процессе расчета вычисляется расчетная ПВ_р:

$$\begin{aligned} \text{ПВ}_p &= \frac{t_p}{t_p + t_0} \text{ или } \text{ПВ}_p = \\ &= \frac{t_{p1} + t_{p2} + \dots + t_{p,n}}{\Sigma t_p + \Sigma t_0}. \end{aligned} \quad (1-75)$$

Затем вычисляется эквивалентный ток $I_{\theta,p}$ для расчетной ПВ_р:

$$\begin{aligned} I_{\theta,p} &= \\ &= \sqrt{\frac{I_{p1}^2 t_{p1} + I_{p2}^2 t_{p2} + \dots + I_{p,n}^2 t_{p,n}}{t_{p1} + t_{p2} + \dots + t_{p,n} + \Sigma t_0}}. \end{aligned} \quad (1-76)$$

После этого производится приведение к ближайшей стандартной ПВ по формуле

$$I_{\theta,c} = I_{\theta,p} \sqrt{\frac{\text{ПВ}_c}{\text{ПВ}_p}}. \quad (1-77)$$

Полученный по (1-77) эквивалентный ток $I_{\theta,c}$ сопоставляется с номинальным током двигателя при ПВ_с, последний должен быть больше тока $I_{\theta,c}$. Из-за близости значений ПВ_р и ПВ_с изменением условий теплоотдачи и постоянными потерями пренебрегают.

Выбор двигателей из серии двигателей, предназначенных для работы в длительном режиме. Так как в повторно-кратковременном режиме потери в двигателях во время пауз отсутствуют или малы (от обмотки возбуждения в двигателях постоянного тока с параллельным возбуждением), то, пренебрегая этими потерями¹, можно вычислить допустимую нагрузку в рабочем периоде при ПВ_р по формуле

$$I_{\theta,p} = I_{\text{дл}} \sqrt{\frac{\text{ПВ}_p + (\delta + 1)(1 - \text{ПВ}_p) \beta}{\text{ПВ}_p}}. \quad (1-78)$$

Пересчет мощности двигателей повторно-кратковременного режима работы от одной продолжительности включения к другой. Если известна мощность двигателя для одной продолжительности включения, то значение мощности для другой ПВ может быть получено путем пересчета:

$$P_{15}^2 t_{15} = P_{25}^2 t_{25} = P_{40}^2 t_{40}. \quad (1-79)$$

Так как за нормальную длительность одного цикла в повторно-кратковременном

¹ Для двигателей постоянного тока с параллельным возбуждением из-за этого по формуле (1-78) получается занижение результата на 5—8%.

режиме работы принято время $t = 10$ мин, то $t_{15} = 1,5$ мин, так как

$$\frac{(1,5 \cdot 10) \cdot 100}{100} = 15\%; \quad t_{25} = 2,5 \text{ мин};$$

$$t_{40} = 4 \text{ мин},$$

откуда $P_{15}^2 \cdot 1,5 = P_{25}^2 \cdot 2,5 = P_{40}^2 \cdot 4,0$ или

$$P_{15} = P_{25} \sqrt{\frac{t_{25}}{t_{15}}} = P_{25} \sqrt{\frac{2,5}{1,5}} = 1,29 P_{25}; \quad (1-80)$$

$$P_{25} = P_{40} \sqrt{\frac{t_{40}}{t_{25}}} = P_{40} \sqrt{\frac{4,0}{2,5}} = 1,26 P_{40}. \quad (1-81)$$

Длительная мощность двигателя P_{100} от мощности P_{25} составляет:

$$\begin{aligned} P_{100} &= P_{25} \sqrt{\frac{t_{25}}{t_{10}}} = \\ &= P_{25} \sqrt{\frac{2,5}{10}} = 0,5 P_{25}. \end{aligned} \quad (1-82)$$

Допустимое число включений для двигателей с короткозамкнутым ротором, работающих в повторно-кратковременном режиме. Такие двигатели пускаются и тормозятся без применения внешних сопротивлений. Все потери выделяются в самом двигателе, что вызывает интенсивный их нагрев из-за больших пусковых токов и ограничивает допустимое число включений.

Допустимое число включений Z определяется по упрощенной формуле

$$Z = 3700 \frac{(\Delta P_{\text{н}} + \Delta P_{\text{у}}) \text{ПВ}_{\text{р}} + \Delta P_{\text{р}} \beta (1 - \text{ПВ}_{\text{р}})}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}}, \quad (1-83)$$

где $\Delta A_{\text{п}}$, $\Delta A_{\text{т}}$ — энергия потерь, кВт·с, выделяемая в двигателе при пуске и торможении;

энергия потерь при пуске:

$$\Delta A_{\text{п}} \approx \left(\frac{J n_0^2}{182\,500} + \Delta P_{\text{у}} \frac{t_{\text{п}}}{2} \right) \left(1 + \frac{r_{\text{с}}}{r'_{\text{р}}} \right);$$

энергия потерь при торможении:

а) противоторможением

$$\Delta A_{\text{т}} \approx \left(\frac{J n_0^2}{182\,500} - \Delta P_{\text{у}} \frac{t_{\text{т}}}{2} \right) \left(1 + \frac{r_{\text{с}}}{r'_{\text{р}}} \right);$$

б) динамическом

$$\Delta A_{\text{т}} \approx \frac{J n_0^2}{182\,500} - \Delta P_{\text{у}} \frac{t_{\text{т}}}{2} + I_{\text{с}}^2 r_{\text{с}} t_{\text{с}} \cdot 10^{-3}.$$

В формулах для $\Delta A_{\text{п}}$ и $\Delta A_{\text{т}}$ приняты следующие обозначения: J — суммарный момент инерции привода, приведенный к валу двигателя, кг·м²; n_0 — синхронная частота вращения, об/мин; $r_{\text{с}}/r'_{\text{р}}$ — отношение активного сопротивления фазы статора

к активному сопротивлению фазы ротора, приведенному к статору. Для двигателей краново-металлургического типа МТК это отношение для мощностей 2,2—28 кВт меняется от 0,735 до 0,46; $t_{\text{п}}$, $t_{\text{т}}$, $t_{\text{с}}$ — времена пуска, торможения, длительности питания при динамическом торможении, с; $I_{\text{с}}$ — постоянный ток в обмотке статора при динамическом торможении, А.

Кратковременный режим работы. За время работы двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время паузы он охлаждается до температуры окружающей среды. Например, двигатели разводящих мостов, шлюзов, поворотных кругов, передвижения упора ножей в прокатных цехах и т. п.

Постоянная времени нагрева двигателя T есть частное от деления приведенной теплоемкости двигателя на его теплоотдачу. Величина T в минутах обозначает, что в условиях номинальной длительной нагрузки и номинального перегрева во всех частях двигателя (включая обмотки, изоляцию, активное железо, корпус, вал, подшипники), нагретых до соответствующей стабильной температуры, содержится запас тепла, выделяемого в двигателе за T минут. Величина T зависит от массы меди, толщины изоляции, массы активных и конструктивных материалов, от плотности тока в обмотках, связанной с классом изоляции и интенсивностью охлаждения.

При испытании больших машин температура их устанавливается для номинальной нагрузки (т. е. повышение за 1 ч не превосходит 1°С) через 10—20 ч, средних — через 5—10 ч, малых — через 3—5 ч.

Связь между постоянной времени двигателя T , с, временем кратковременной допустимой нагрузки $t_{\text{кр}}$, с, допустимым кратковременным током $I_{\text{кр}}$, А, потерями мощности при кратковременном режиме $\Delta P_{\text{кр}}$, кВт, с ранее применявшимися величинами δ , $I_{\text{н}}$, $\Delta P_{\text{н}}$ может быть выражена следующими формулами:

$$t_{\text{кр}} = \frac{\delta I_{\text{н}}^2 + I_{\text{кр}}^2}{I_{\text{кр}}^2 - I_{\text{н}}^2}; \quad (1-84)$$

$$I_{\text{кр}} = I_{\text{н}} \sqrt{\frac{1 + \delta e^{-t_{\text{кр}}/T}}{1 - e^{-t_{\text{кр}}/T}}}; \quad (1-85)$$

$$T = \frac{t_{\text{кр}}}{\ln \frac{\Delta P_{\text{кр}}}{\Delta P_{\text{н}}}}. \quad (1-86)$$

Расчет для серии краново-металлургических двигателей постоянного тока ДП показал на базе одночасовой мощности значения постоянных времени 100—200 мин для малых и 200—240 мин для больших двигателей этой серии.

Для режимов высоких кратностей перегрузок, особенно при тяжелых затыжных пусках с кратностями тока, достигающими 5—7 номинального, делается проверка на

адиабатический нагрев обмоток двигателя по формуле

$$\Gamma = \frac{175 \Delta t}{j^2}, \quad (1-87)$$

где Δt — ожидаемый перегрев изоляции проводников: 70° С для класса F, рассчитываемого по классу B; 100° С — для класса H, рассчитываемого также с запасом; j — удельная плотность тока, А/мм²; 175 — коэффициент, вычисляемый с учетом удельной плотности меди 8,9 г/см³, удельной теплоемкости меди 0,093 ккал/(кг·град); удельного сопротивления при 20° С 0,0182 Ом/(мм²·м); температурного коэффициента для сопротивления 0,004 1/град.

Для $\Delta t = 70^\circ \text{С}$ и $j = 5 \text{ А/мм}^2$ $T = 490^\circ \text{С}$ [значительно меньше, чем результат, полученный по формуле (1-86)].

Мощность двигателей при установке их в среде с температурой, отличной от температуры +35° С. Большинство двигателей выпускается для установки в помещениях с температурой +35° С, следовательно, мощность двигателей, указанная на его щитке, соответствует температуре окружающей среды +35° С.

При установке двигателей в среде с температурой, отличной от 35° С, они могут быть нагружены несколько больше или меньше по отношению к номинальной мощности — см. данные табл. 1-8 (более точные данные принимают по каталогам).

Таблица 1-8

Температура окружающей среды, °С	Мощность двигателя в долях номинальной P_H
20	1,25
25	1,125
30	1,05
35	1,0
40	0,95
45	0,875
50	0,75

1-11. МЕХАНИЗМЫ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ АГРЕГАТОВ

Приводятся расчетные формулы для определения статического момента или мощности двигателя некоторых механизмов металлургических агрегатов. В формулах приняты обозначения:

$M_{ст}$ — статический момент механизма, приведенный к валу двигателя, Н·м; P_d — расчетная мощность двигателя, кВт; G_c , G_b , $G_{д.ч}$, G_n — вес слитка, комплекта валков, движущихся частей, Н; $d_{р.ш}$, d_b , d_n — диаметр шестерни, связанной с рейкой, средний диаметр винта, диаметр подшипника, м; i — передаточное отношение редуктора или передачи; η — к. п. д. передачи; β — коэффициент трения винтовой на-

резки, град; α — угол подъема резьбы, град; μ_n — коэффициент трения в подшипнике.

Другие обозначения даны по ходу изложения.

Сталкиватель слывов

$$M_{ст} = \frac{G_c \mu_{д.ш}}{2i\eta}, \quad (1-88)$$

где μ — коэффициент трения между шестерней и рейкой.

При $G_c = 9,81 \cdot 10\,000 \text{ Н}$; $\mu = 0,3$; $d_{р.ш} = 0,3 \text{ м}$; $i = 14,67$; $\eta = 0,8$

$$M_{ст} = \frac{9,81 \cdot 10\,000 \cdot 0,3 \cdot 0,3}{2 \cdot 14,67 \cdot 0,8} = 376 \text{ Н·м.}$$

Подъемный стол слитков

$$M_{ст} = \frac{G_{д.ч} + G_c}{i\eta} \left[\frac{d_b}{2} \operatorname{tg}(\beta + \alpha) + \frac{d_n}{2} \mu_n \right]. \quad (1-89)$$

При $G_{д.ч} = 9,81 \cdot 36\,500 \text{ Н}$; $G_c = 9,81 \times 30\,000 \text{ Н}$; $d_b = 0,25 \text{ м}$; $d_n = 0,455 \text{ м}$; $\beta = 5^\circ 40'$; $\alpha = 3^\circ 40'$; $\mu_n = 0,005$; $i = 12,5$; $\eta = 0,9$; $\operatorname{tg}(5^\circ 40' + 3^\circ 40') = 0,164$

$$M_{ст} = \frac{9,81 (36\,500 + 30\,000)}{12,5 \cdot 0,9} \left[\frac{0,25}{2} \times \right. \\ \left. \times \operatorname{tg}(5^\circ 40' + 3^\circ 40') + \frac{0,455}{2} \cdot 0,005 \right] = \\ = 1254 \text{ Н·м.}$$

Механизм для смены валков (реечный)

$$M_{ст} = \frac{(G_b + G_{д.ч}) \mu_{д.ш}}{2i\eta}. \quad (1-90)$$

Раздвижные линейки рольганга перед моталками

$$M_{ст} = \frac{G_{д.ч}}{i\eta} \left(\frac{d_b \mu_b}{2} + \frac{d_n}{2} \mu_n \right). \quad (1-91)$$

Листоправильная 11-роликовая машина

а) Момент правки для волнистых листов

$$M_{ст} = \frac{\sigma_s^2 b h D_p}{4E} (1,2Z + 0,6). \quad (1-92)$$

б) Момент трения качения листа по роликam

$$M_{т.к} = \frac{0,4 \sigma_s b h^2 \mu_t}{a} (Z - 2). \quad (1-93)$$

в) Момент трения в подшипниках

$$M_{т.п} = \frac{\sigma_s b h^2 \mu_k d_n}{a} (Z - 2). \quad (1-94)$$

г) Мощность двигателя

$$P_d = \frac{(M_{ст} + M_{т,к} + M_{т,п}) v}{9,81 \cdot 10^2 \frac{D_p}{2} \eta} = \frac{(M_{ст} + M_{т,к} + M_{т,п}) v}{1000 \frac{D_p}{2} \eta} \quad (1-95)$$

В этих формулах σ_s — предел текучести стали, Н/м²; E — модуль упругости, Н/м²; b — ширина листа (максимальная), м; h — толщина листа, м; Z — количество роликов листоправильной машины, шт.; D_p — диаметр правильных роликов, м; μ_k — коэффициент трения качения; μ_t — коэффициент трения металла о металл; a — расстояние между соседними верхним и нижним роликами, м; v — линейная скорость полосы, м/с.

Передвижной упор

$$M_{ст} = \frac{G_{п} \left[\frac{d_p}{2} \operatorname{tg}(\beta + \alpha) + \frac{d_{п}}{2} \mu_{п} \right]}{i \eta} \quad (1-96)$$

Дисковые ножницы (перемещение станин)

а) усилие, необходимое для перемещения станин,

$$F = K G_{стан} \mu_{стан} \quad (1-97)$$

б) Окружное усилие на винте

$$T = F \operatorname{tg}(\beta + \alpha) \quad (1-98)$$

в) Статический момент на валу двигателя

$$M_{ст} = \frac{T d_B}{2 i \eta} \quad (1-99)$$

здесь K — коэффициент запаса, учитывающий перекос станин; $G_{стан}$ — вес обеих станин ножниц, Н; $\mu_{стан}$ — коэффициент трения скольжения станин по направляющим.

Намоточное устройство (моталка)

а) Момент, необходимый для изгиба полосы,

$$M_{изг} = \frac{\sigma_s b h^2}{4} \quad (1-100)$$

б) Усилие для изгиба полосы

$$T_{изг} = \frac{2 M_{изг}}{D_{p,ср}} \quad (1-101)$$

в) Суммарное натяжение полосы

$$T = T_B + T_{изг} \quad (1-102)$$

г) Мощность двигателя

$$P_d = \frac{T v_{max}}{9,81 \cdot 10^2 \eta} \quad (1-103)$$

В этих формулах $D_{p,ср} = \frac{D_{min} + D_{max}}{2}$

средний диаметр рулона, м; T_B — заданное натяжение полосы, Н; v_{max} — максимальная линейная скорость намотки полосы, м/с.

Роляганги транспортные

а) Момент холостого хода роляганга

$$M_x = \frac{G_p Z d_{п} \mu_{п}}{2 i \eta} \quad (1-104)$$

б) Статический момент при транспортировке металла

$$M_{ст} = M_x + \frac{G_m \left(\frac{d_{п}}{2} \mu_{п} + f \right)}{i \eta} \quad (1-105)$$

в) Момент буксования металла по роликам

$$M_B = M_x + \frac{G_m (D_p \mu_6 + d_{п} \mu_{п})}{2 i \eta_{ред}} \quad (1-106)$$

$$г) P_d = \frac{M n_{п}}{9550 \eta} \quad (1-107)$$

В этих формулах G_p — вес ролика, Н; Z — число роликов, шт.; $d_{п}$ — диаметр цапфы роликов, м; $\mu_{п}$ — коэффициент трения в цапфах (0,05—0,01); G_m — вес металла, проходящий на секцию роляганга, Н; f — коэффициент трения качения (для холодного металла 0,1 см, для горячего 0,15 см); D_p — диаметр ролика, м; μ_6 — коэффициент трения при буксовании (для нагретого металла при $v = 5 \div 10$ м/с — 0,15, при v до 5 м/с — 0,2, для трогания из состояния покоя 0,3); $n_{п}$ — частота вращения двигателя, об/мин.

Нажимное устройство

а) Момент трения в нарезке нажимного винта при подъеме валька

$$M_{ст,п} = \left(P_p - P_y + \frac{1}{2} G_B \right) \frac{d_B}{2} \operatorname{tg}(\beta - \alpha);$$

б) Момент трения при опускании валька

$$M_{ст,о} = \left(P_p - P_y + \frac{1}{2} G_B \right) \frac{d_B}{2} \operatorname{tg}(\beta + \alpha).$$

в) Момент трения в пяте

$$M_{ст,т} = \left(P_y - \frac{1}{2} G_B \right) \mu_{п} \frac{d_{п}}{3}.$$

г) Момент статический расчетный

$$M_{ст} = \frac{\left(P_p - P_y + \frac{1}{2} G_B \right)}{i \eta} \times \left[\frac{d_B}{2} \operatorname{tg}(\beta + \alpha) + \frac{d_{п}}{2} \mu_{п} \right] \quad (1-108)$$

В этих формулах P_p — рабочее давление металла на валки, кН; P_y — усилие уравнивания валков, кН; μ_n — коэффициент трения нажимного винта о пяту ($\mu_n = 0$ при пяте из бронзы или сверхпрочного чугуна, $\mu_n = 0,12 \div 0,15$ при пяте из закаленной стали); d_n — диаметр опорной пятки, м.

Подъемно-поворотный стол

а) Статический момент механизма поворота

$$M_{ст} = \frac{(G_p + G_{д.ч}) d_n \mu_n}{2i\eta} \quad (1-109)$$

Двигатель должен иметь значительный запас мощности из-за возможных перекосов и заклиниваний.

б) Статический момент механизма подъема

$$M_{ст,п} = \frac{(G_p + G_{д.ч}) r}{i_n \eta_n} \quad (1-110)$$

где G_p — вес рулона, Н; r — радиус эксцентрика, м.

1-12. ОБЩЕПРОМЫШЛЕННЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Вентиляторы, насосы, компрессоры

Расчетная мощность для вентиляторов, насосов, компрессоров вычисляется по формулам, кВт,

$$P_{вент} = \frac{QH}{1000\eta_{\eta_{\eta}}} \quad (1-111)$$

$$P_{нас} = \frac{\gamma QH}{1000\eta_{\eta_{\eta}}} \quad (1-112)$$

$$P_{ком} = \frac{Q}{1000\eta_{\eta_{\eta}}} \frac{A_{и} + A_{а}}{2} \quad (1-113)$$

где Q — производительность, м³/с; H — для вентиляторов давление газа, Па; для насосов высота напора, равная сумме всасывания и нагнетания, м; для компрессоров давление, Па; γ — плотность жидкости, Н/м³; η — к. п. д. вентилятора, насоса или компрессора (примерно 0,4—0,9); η_n — к. п. д. передачи между двигателем и механизмом; $A_{и}$ — удельная работа изотермического сжатия, Н·м/м³; $A_{а}$ — удельная работа адиабатического сжатия, Н·м/м³ (табл. 1-9).

Мощность подбираемого двигателя должна содержать запас по сравнению с расчетными величинами: для больших мощностей 5—10%, для мощностей до 5 кВт 30—40% и до 1 кВт 70—100%.

Подъемные и транспортные механизмы

а) Мощность двигателя подъема кранов, лифтов, кВт

$$P_n = \frac{(G_k + G_n - G_{пр}) v}{1000\eta} \quad (1-114)$$

где G_k , G_n , $G_{пр}$ — вес кабины, полезного груза, противовеса, Н; v — скорость подъема, м/с; η — к. п. д. механизма (обычно 0,75—0,8).

б) Мощность двигателя передвижения тележки кранов, напольной тележки, кВт,

$$P_T = K_T \frac{Gv \cdot 7,5}{1000} \quad (1-115)$$

где G — вес механизма с грузом, Н; 7,5 — удельное тяговое усилие, Н/кН, включая трение в редукторе; K_T — эмпирический коэффициент, равный 4—6 для подшипников качения и 6—8 для подшипников скольжения.

в) Мощность двигателя передвижения мостов при подшипниках качения, кВт,

$$P_M = K_M \frac{Gv \cdot 7,5}{1000} \quad (1-116)$$

где K_M — эмпирический коэффициент, равный 3.

То же при подшипниках скольжения, кВт,

$$P_M = \frac{2Gv \cdot 0,07d}{1000\eta D} \quad (1-117)$$

где 2 — эмпирический коэффициент на динамику; 0,07 — коэффициент трения в подшипниках скольжения; d , D — диаметры шейки и ходового колеса, м; η — к. п. д. редуктора, принимается 0,9.

г) Мощность двигателя конвейера, транспортера, кВт,

$$P = \frac{Fv}{1000\eta} \quad (1-118)$$

где F — тяговое усилие, Н; v — скорость, м/с; η — к. п. д. механизма и редуктора.

Таблица 1-9

$H, \times 9,81 \cdot 10^4 \text{ Па}$	1,5	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0
$\frac{A_{и} + A_{а}}{2} \cdot \times 9,81$										
Н·м/м ³	4175	7300	11950	15500	18300	20700	22800	24700	26350	27850

Г. УЗЛЫ СХЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ

А) СХЕМЫ С КОНТАКТОРНО-РЕЛЕЙНОЙ АППАРАТУРОЙ

1-13. СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПУСКА (АВТОПУСК), ОСТАНОВКИ (АВТОСТОП) И РЕВЕРСА (АВТОРЕВЕРС)

Узлы схем автоматизации составлены на основе опыта проектирования, наладки и эксплуатации оборудования металлургических заводов и могут быть распространены на другие отрасли промышленности. Автоматизация процессов управления электроприводами технологических механизмов строится в функции положения (пути), скорости, времени, давления, температуры и других величин, характеризующих технологический процесс. Датчиками этих величин являются: путевые выключатели, фотореле, емкостные и индукционные приборы, опре-

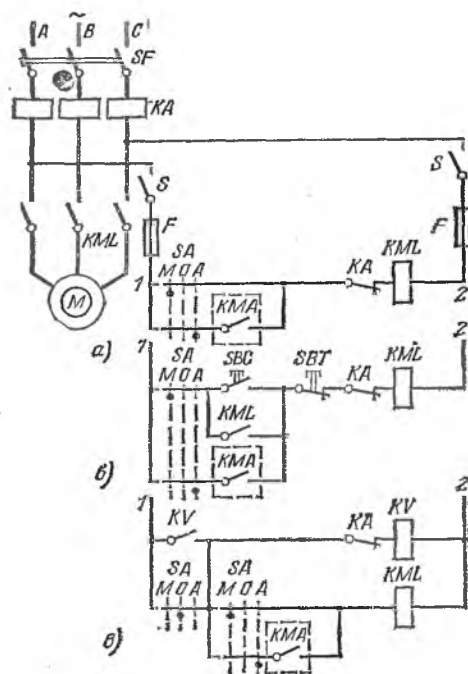


Рис. 1-16. Схемы ручного и автоматического неререверсивного управления асинхронным двигателем с к. з. ротором.

а — без минимальной защиты; б — с минимальной защитой при ручном управлении; в — с минимальной защитой при ручном и автоматическом управлении; КМА — контакт автоматического сигнала.

деляющие положение механизма или перемещаемого тела, приборы времени, контактные манометры и т. п.

Силовые цепи управления двигателями, показанные в качестве примера на рис. 1-16 и 1-17, в остальных схемах не приводятся.

Для аппарата ручного (неавтоматического) управления применен термин «ключ», выполненный в виде командоконтроллера, командоаппарата, универсального переключателя или другого аппарата аналогичного действия.

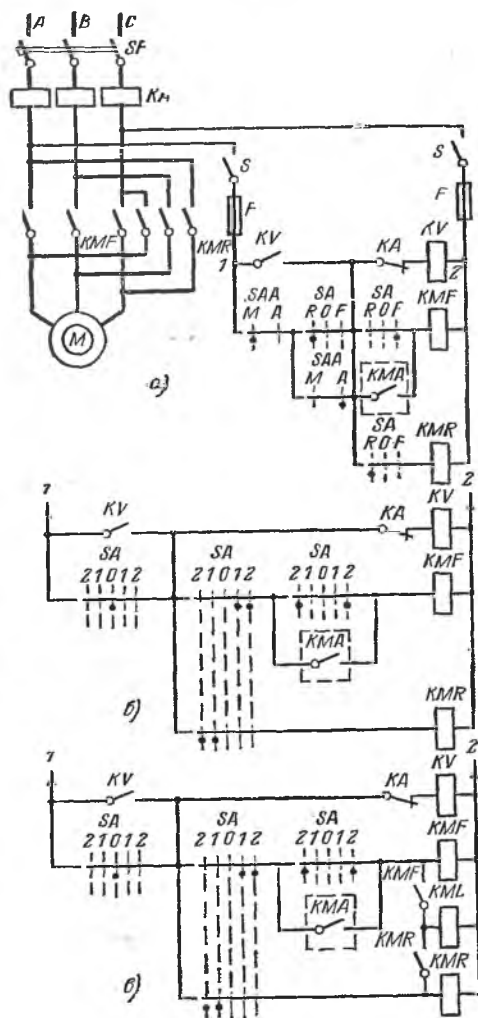


Рис. 1-17. Схемы ручного и автоматического реверсивного управления асинхронным двигателем. Автоматическое управление только «вперед».

а — схема с избирателем SAA ручной и автоматической работы; ручное управление ключом SA отключает цепь автоматизации; б и в — схемы с ключом без избирателя; автоматическая работа при первом положении ключа; КМА — контакт автоматического сигнала.

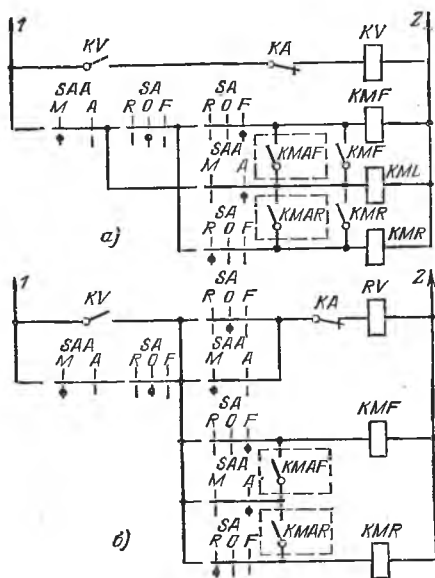


Рис. 1-18. Схемы ручного и автоматического реверсивного управления приводом с применением избирателя.

а — при автоматической работе ручное управление ключом *SA* отключает цепи автоматики и работа привода корректируется оператором; *б* — при автоматической работе перевод ключа *SA* на нулевого положения останавливает привод; *KMAF* и *KMAR* — контакторы автоматических сигналов «вперед» и «назад».

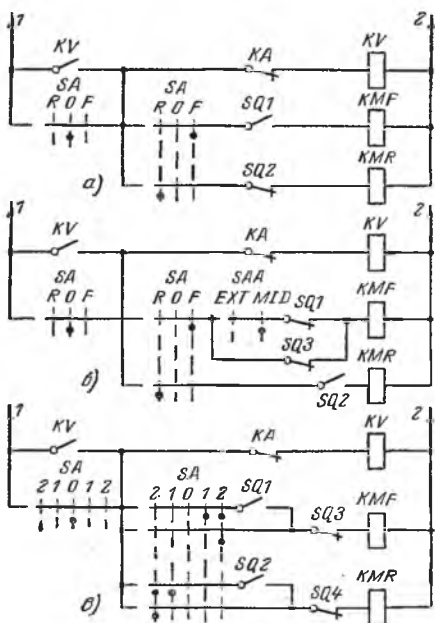


Рис. 1-20. Схемы автоматической остановки привода.

а — в крайних положениях рабочего элемента; *б* — в крайних положениях и в промежуточном положении «вперед» (*SAA* в положении *MID*); *в* — в крайних и промежуточных положениях «вперед» и «назад».

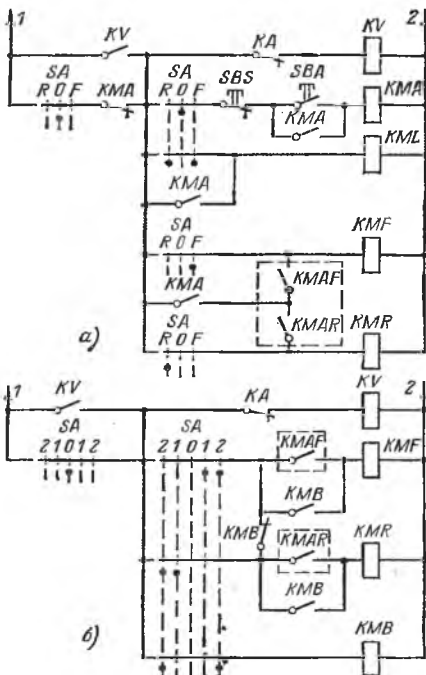
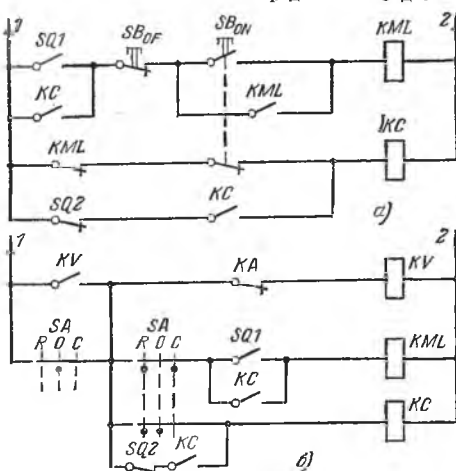


Рис. 1-19. Схемы ручного и автоматического реверсивного управления приводом.

а — автоматическое управление осуществляется при включенном контакторе *KMA*; схема позволяет во время автоматической работы перейти на ручное управление с полным исключением автоматики; *б* — автоматическое управление осуществляется из положения ключа *I*; на положении ключа *2* возможна ручная корректировка работы привода; *KMAF* и *KMAR* — контакты автоматических сигналов «вперед» и «назад».



Выключатель путевого *SQ*

Обозначение цепи Направление движения
0° → 360°



Рис. 1-21. Схемы циклической работы неререверсивного электропривода с применением двух шайб путевого выключателя.

а — управление кнопкой; *б* — управление ключом.

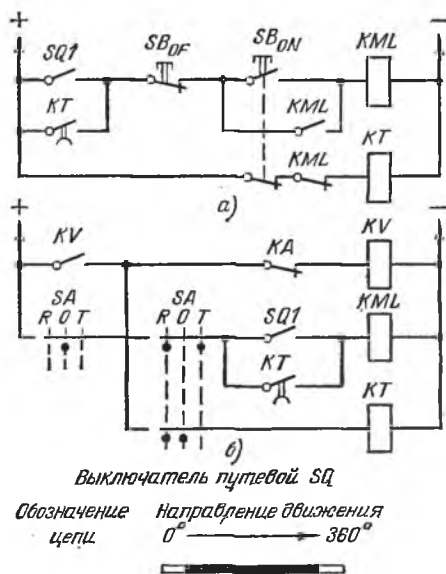


Рис. 1-22. Схемы циклической работы непереворачиваемого электропривода с применением одной шайбы путевого выключателя и реле времени (выдержка времени минимальная только для перекрытия контакта 1 путевого выключателя).

а — управление кнопкой; б — управление ключом.

В схемах приняты обозначения контакторов: *KML* — линейный; *KMF* — вперед; *KMR* — назад; *KMD* — динамического торможения; *KMA* — автоматики; *KMB* — блокировочный.

Обозначения реле: *KT* — времени; *KA* — максимального тока; *KB*, *KF*, *KR* — блокировочное; *KC* — циклическое; *SQ* — путевого выключателя.

В электроприводах механизмов широко применяют узлы схем автоматического управления: автопуск, автостоп, циклическая работа, автоматическое возвратно-поступательное бесконечное движение или их сочетание.

Автопуск привода может быть произведен от датчика или аппаратов других приводов в определенном, заранее заданном положении механизма. Автостоп привода может производиться в крайних и промежуточных положениях или для эксцентрических механизмов после поворота эксцентрика на 180 или 360°.

Авторевверс может служить для возврата механизма или для непрерывной работы механизма с возвратно-поступательным или вращательным движением.

На рис. 1-18 — 1-25 даны схемы с избирателем для перевода на ручное или автоматическое управление и без избирателя. В схемах с избирателем при автоматической работе ключ стоит в нулевом положении и

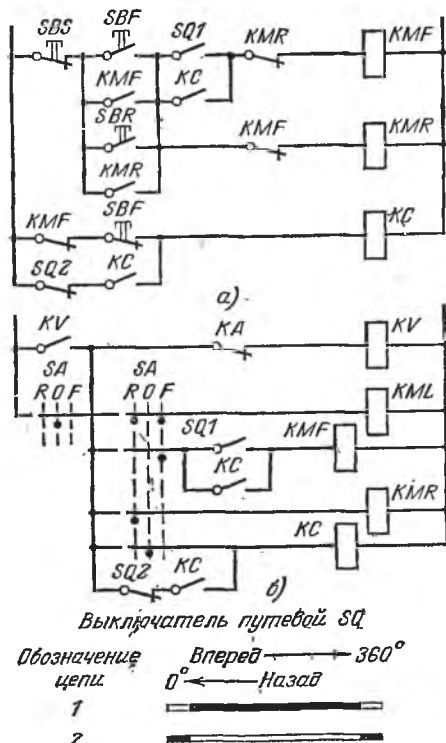


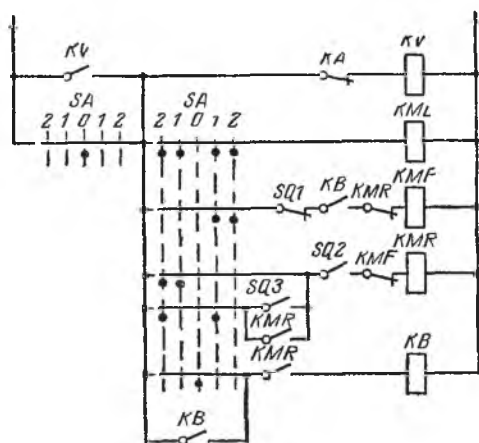
Рис. 1-23. Схемы циклической работы реверсивного электропривода с применением двух шайб путевого выключателя («вперед» — циклическая работа, «назад» — непрерывная работа).

а — управление кнопкой; б — управление ключом.

им можно вмешиваться в автоматическую работу.

В схемах без избирателя первое положение ключа используется для ручного управления, а второе — для автоматического, или наоборот. Хотя схемы автоматической работы с избирателем имеют больше элементов, по своей гибкости они предпочтительнее схем без избирателя. В качестве избирателя, как правило, применяют универсальный переключатель или переключатель кулачковый универсальный, которые имеют достаточное количество контактов, необходимых для выполнения сложных схем.

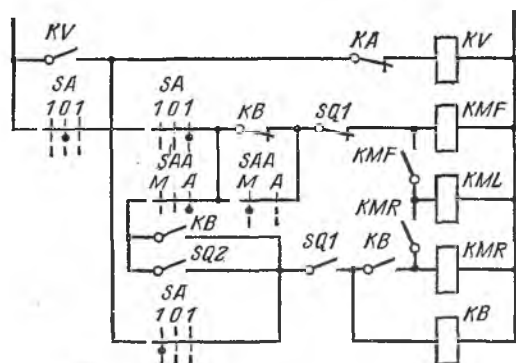
Выбор аппаратов ручного управления производится, исходя из частоты включения механизмов. Для часто работающих механизмов (свыше 100 включений в час) применяют командоконтроллеры, ладонные кнопки с коротким ходом и ножные кнопки. Для механизмов с числом включений до 100 в час применяют универсальные переключатели. Для длительно работающих механизмов применяют кнопочные станции, универсальные переключатели и переключатели кулачковые универсальные.



Выключатель путевого SQ

Обозначение цепи	Положение механизма
1	Исходное
2	Крайнее
3	

Рис. 1-24. Схема управления с автоматическим реверсом для возврата рабочего элемента в исходное положение.



Выключатель путевого вращающийся SQ

Обозначение цепи	Вперед	
	Назад	0° 360°
1		
2		
3		

Выключатели рычажные SQ

Обозначение цепи	Рычаг свободен	
	Крайнее положение вперед	Крайнее положение назад
1	×	×
2	×	×

Рис. 1-25. Схема автоматического возврата-поступательного бесконечного движения.

а — вращающимся путевым выключателем; б — двумя рычажными путевыми выключателями. Обозначение SQ1 в цепи катушки контактора KMR дано для рычажных путевых выключателей; для вращающегося SQ цепь будет иметь обозначение SQ3.

1-14. СХЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫДЕРЖКИ ВРЕМЕНИ И СХЕМЫ БЛОКИРОВОЧНЫХ СВЯЗЕЙ

В схемах автоматического управления с применением релейно-контакторной аппаратуры дистанционное регулирование выдержки времени может быть получено при помощи двух- и однокатушечных электромагнитных реле.

В схеме, приведенной на рис. 1-26, применяют реле РЭВ880 с гильзой, со стягивающей и размагничивающей катушками. Регулирование выдержки времени производят реостатом RR с поста управления. Замыкающий контакт реле KT исключает повторное стягивание реле при перемагничивании размагничивающей катушкой.

В схеме на рис. 1-27 применяется простое однокатушечное реле РЭВ810 или РЭВ880 с гильзой. При напряжении сети 220 В катушка выбирается на номинальное напряжение 110 В. По сравнению со схемой

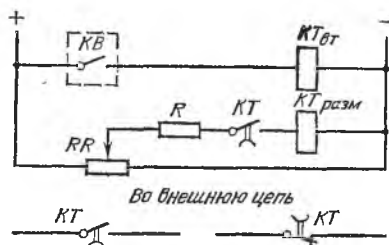
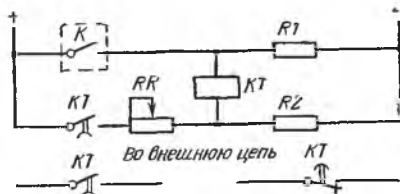
Рис. 1-26. Схема включения двухкатушечного электромагнитного реле времени для дистанционного регулирования времени (реле времени KT с стягивающей KT_{вт} и размагничивающей KT_{разм} катушками).

Рис. 1-27. Схема включения однокатушечного электромагнитного реле времени для дистанционного регулирования времени.

с двухкатушечным реле требуется добавочное сопротивление и получаются дополнительные потери энергии. Схемы с размагничиванием реле позволяют увеличить выдержку времени за счет ослабления пружины якоря и уменьшения толщины немагнитной прокладки или исключения ее (рис. 1-28).

Пределы дистанционного регулирования реле РЭВ880 3—13 с, реле РЭВ810 0,15—5,5 с, точность $\pm 10\%$. Для дистанционного регулирования времени в больших пределах

1-15. РАЗЛИЧНЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ИЗ НЕСКОЛЬКИХ МЕСТ

Для непрерывных технологических линий, где приводы работают преимущественно в одном направлении (вперед) и реверсы редки, рекомендуется применять схему (рис. 1-32) с включением линейного контактора для работы «вперед» через размыкающий, а для работы «назад» — через замыкающий контакты контактора *KMR*. Такая схема по сравнению со схемой на рис. 1-17 уменьшает время пуска привода в преимущественном направлении.

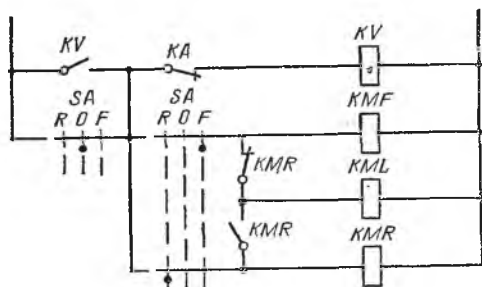


Рис. 1-32. Схема реверсивного управления двигателем с редкими реверсами «назад».

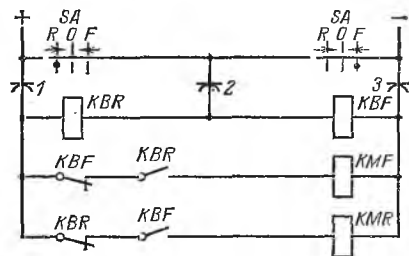


Рис. 1-33. Схема реверсивного управления двигателем через один троллей управления.

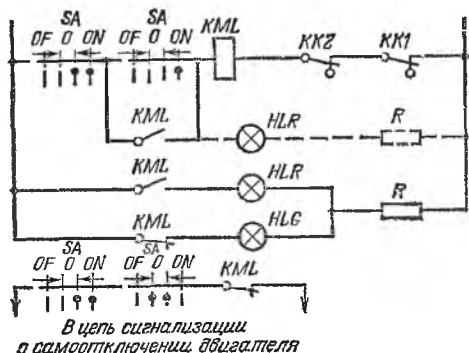


Рис. 1-34. Схема сигнализации состояния неревверсивного электропривода.

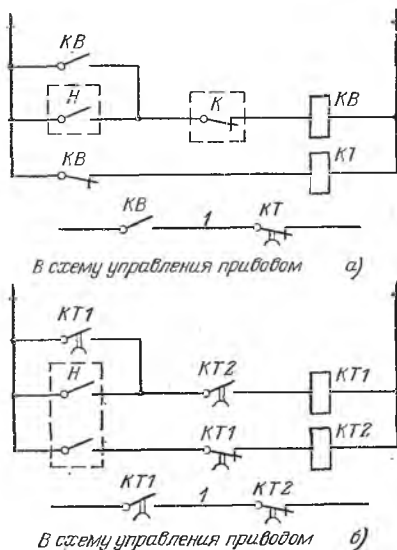


Рис. 1-35. Схемы получения сигнала с выдержкой времени после начала воздействия длительного (а) и импульсного (б) сигнала; *K* — контакт деблокировки; 1 — контакты в схему управления приводом.

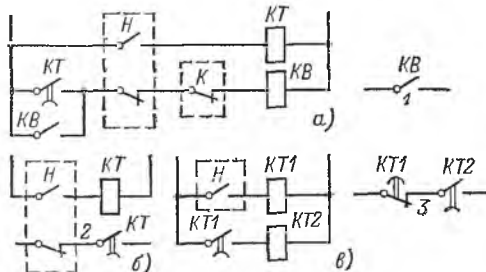


Рис. 1-36. Схемы получения сигнала после конца воздействия (от хвоста) сигнала *H* длительного (а); импульсного (б); импульсного с выдержкой времени (в).

K — контакт деблокировки; 1, 2, 3 — контакты в схему управления приводом.

Схема на рис. 1-33 позволяет осуществлять дистанционное реверсивное управление электродвигателем с движущегося объекта. Эта схема применяется, например, для управления с крана двигателями крышек нагревательных колодцев. Схемы сигнализации и получения различных сигналов приведены на рис. 1-34 — 1-40.

Счетные схемы служат для автоматического воздействия на электропривод после отсчета заданного количества операций или циклов. Они могут отсчитывать замыкания и размыкания (рис. 1-41), только замыкания (рис. 1-42) или только размыкания (рис. 1-43).

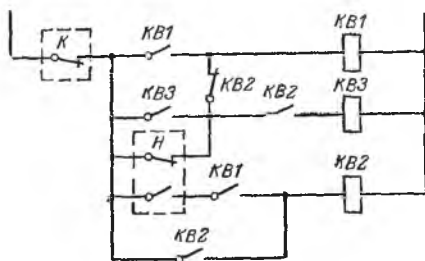


Рис. 1-37. Схема получения длительного сигнала после начала вторичного сигнала H .

K — контакт деблокировки.

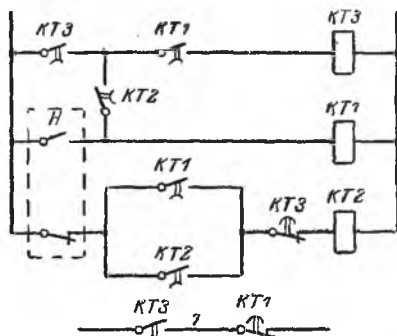


Рис. 1-38. Схема получения импульсного сигнала с выдержкой времени после вторичного воздействия сигнала H ($KT1$ составляет 0,2—0,8 с; $KT2$ 0,3 с; $KT3$ 0,5 с).

1 — контакты в схему управления приводом.

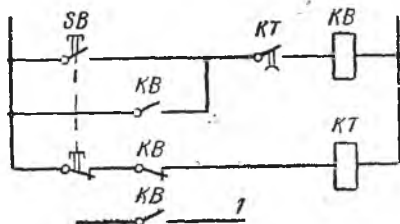


Рис. 1-39. Схема получения сигнала определенной продолжительности независимо от длительности нажатия кнопки.

1 — контакт в схему управления приводом.

Импульсы для счета по указанным схемам подаются контактами фотореле, путевых выключателей или других аппаратов.

В счетной схеме, приведенной на рис. 1-41, применены реле РЭВ850 с магнитным «залипанием» якоря, а поэтому перерыв в подаче напряжения для этой схемы не нарушает счета. В остальных счетных схемах при перерыве подачи напряжения происходит потеря счета импульсов.

Для проверки действия схемы счета (рис. 1-42) предусмотрены кнопки управле-

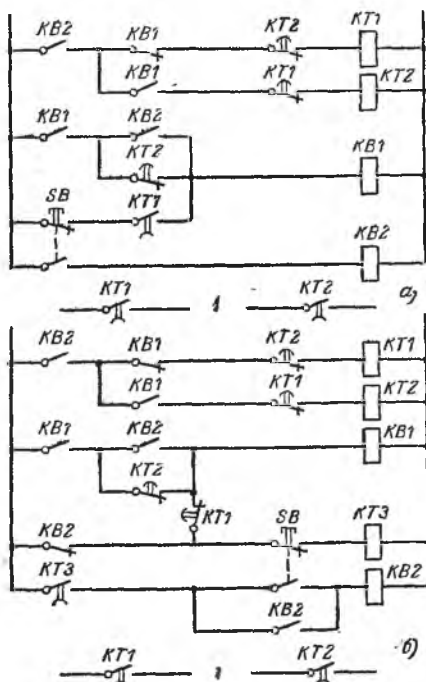


Рис. 1-40. Схемы получения сигналов в две разные цепи при поочередном нажатии одной кнопки.

a — продолжительность сигнала равна длительности нажатия кнопки; b — продолжительность сигнала не зависит от длительности нажатия кнопки; 1 — контакты в схему управления приводом.

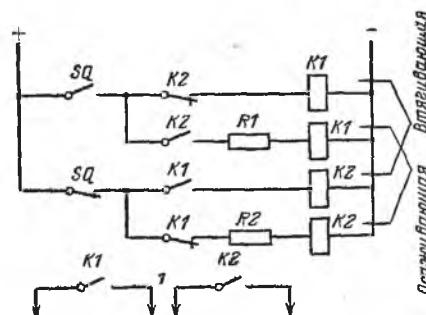


Рис. 1-41. Схема счета до двух.

Импульсами для каждого счета являются одно замыкание и одно размыкание контакта путевого выключателя SQ ; 1 — контакты в схему управления приводом.

При каждом нажатии кнопки SB_{ON} схема отработывает один счет. Кнопка SB_{OF} служит для сброса счета. Такие кнопки могут быть предусмотрены и в других схемах.

Импульсами для счета в схемах на рис. 1-42, 1-43 являются кратковременные замыкания (размыкания) контакта SQ , причем замкнутого состояния этого контакта должно быть достаточно для вытягивания контактора импульсов KHA и одного реле KB

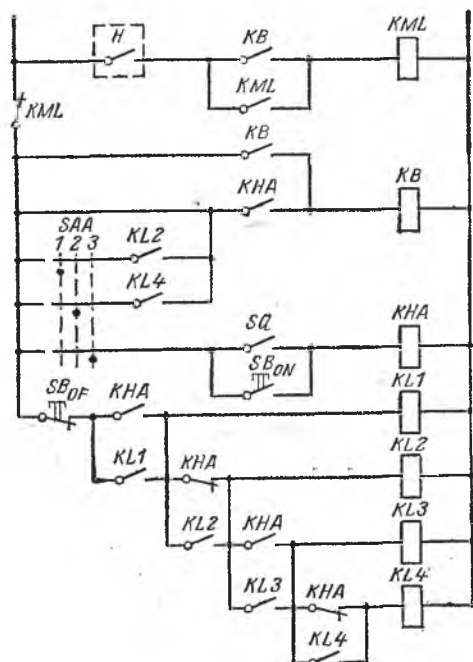


Рис. 1-42. Схема счета до трех при замыкании контакта SQ.

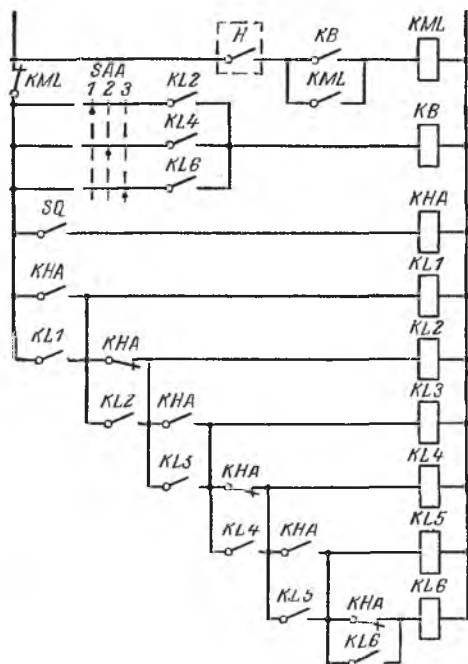


Рис. 1-43. Схема счета до трех при размыкании контакта SQ.

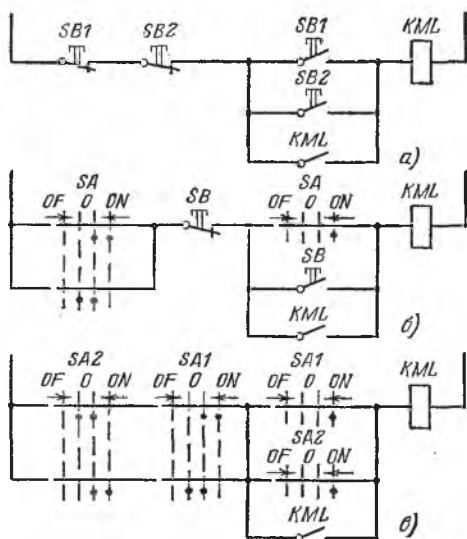


Рис. 1-44. Схемы неперевосного управления двигателями с двух мест.

а — двумя кнопками; б — кнопкой и ключом; в — двумя ключами.

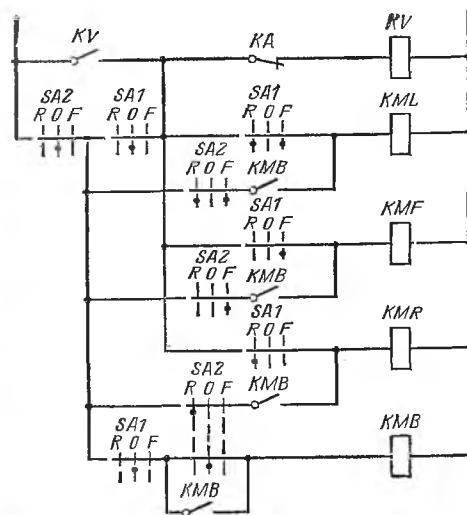


Рис. 1-46. Схема односторонне зависимого реверсивного управления электроприводом с двух мест.

(KL). Сброс счета осуществляется линейным контактором KML; время замкнутого состояния контакта SQ должно быть меньше времени включенного состояния контактора KML.

Счетные схемы на несколько больший счет могут быть составлены по аналогии с приведенными схемами, однако при счете больше пяти-восьми или в случаях, когда потеря счета при исчезновении напряжения недопустима, рекомендуется применять счетные реле.

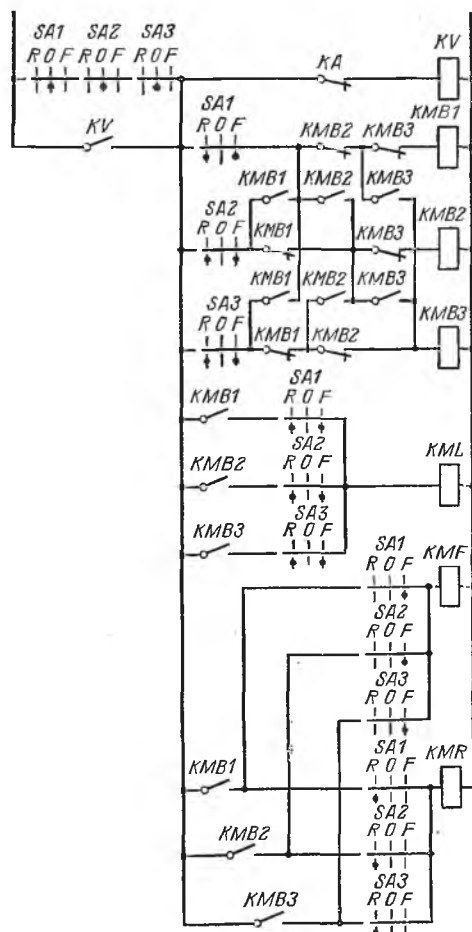


Рис. 1-49. Схема независимого реверсивного управления двигателем с трех мест.

независимо от положения ключа SA_2 (SA_2 и SA_3). Управление ключом SA_2 возможно при нулевом положении ключа SA_1 и не зависит от положения ключа SA_3 . Управление ключом SA_3 возможно при нахождении ключей SA_1 и SA_2 в нулевом положении.

В схемах независимого управления (рис. 1-48 и 1-49) при работе привода от любого первого ключа (SA_1 , SA_2 или SA_3) перевод рукоятки другого ключа не влияет на работу привода. После возвращения в нулевое положение рукоятки первого ключа привод остановится независимо от положения рукоятки второго ключа (или двух других). Новый пуск возможен только после возврата второго ключа (или двух других) в нулевое положение.

Очень часто применяют управление приводом с двух и трех мест по упрощенной схеме (рис. 1-50); при этом имеется в виду преимущественное управление только с од-

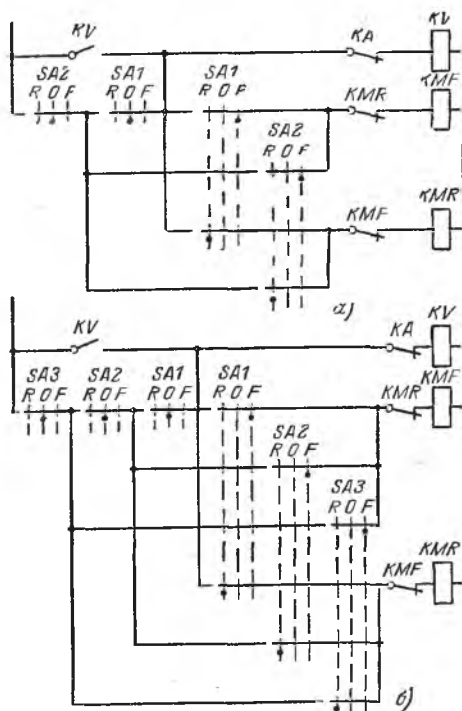


Рис. 1-50. Упрощенные схемы управления реверсивным электроприводом.

а — с двух мест; б — с трех мест.

ного первого места (ключ SA_1). При работе привода от другого ключа (SA_2 или SA_3) перевод рукоятки первого ключа из нулевого положения приводит к передаче управления этому ключу.

1-16. ОШИБОЧНЫЕ СХЕМЫ

В проектной практике встречаются схемы электроприводов с трудно обнаруживаемыми ошибками, которые затем выявляются при наладке и в эксплуатации. Некоторые характерные ошибочные схемы приводятся ниже.

При параллельном соединении (рис. 1-51) катушек аппаратов — одного с большой и другого с малой индуктивностью (например, KML — КПВ600 на 300 А и KB — РЭВ 810) — при отключении цепи контактором KMB катушка контактора KML переманичивает реле KB и якорь реле может втянуться повторно, а контактор KML будет иметь увеличенное по сравнению с нормальным собственное время отпадания.

Во время динамического торможения (рис. 1-52) (размыкающий контакт KMD разомкнут) при переводе ключа SA , например «вперед», образуется ложная цепь, показанная на схеме сплошными стрелками,

которая может вызвать втягивание якоря реле KR . Если при тех же условиях контакт SA «вперед» разомкнут, то может происходить переманивание реле KF (показано пунктирными стрелками), так же как в схеме на рис. 1-51.

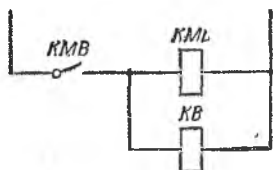


Рис. 1-51. Ошибочная схема включения двух катушек разной индуктивности.

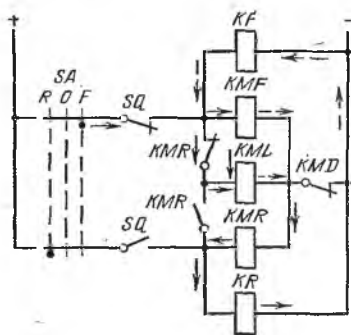


Рис. 1-52. Пример ложной цепи и разряда катушек контакторов на катушку реле.

При отключении двигателя приводного механизма (рис. 1-53) происходит к. з. через дугу замыкающего н. о. и размыкающего н. з. контактов KMF или KMR . Для исправления ошибки необходимо иметь раздельные пусковые и тормозные сопротивления и включать их, как указано пунктиром.

При включении лампы HLG через сопротивление $R1$ (рис. 1-54) образуется обходная цепь, показанная стрелками. При малом контакторе и больших лампах может

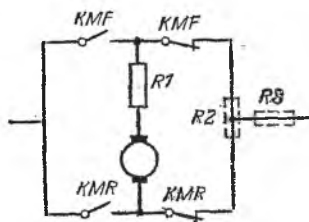


Рис. 1-53. Реверсивное управление серводвигателем. Ошибочная схема — короткое замыкание через дугу.

$R1$ — неправильное включение пускового и тормозного сопротивлений; $R2$ — правильное включение тормозного сопротивления; $R3$ — правильное включение пускового сопротивления.

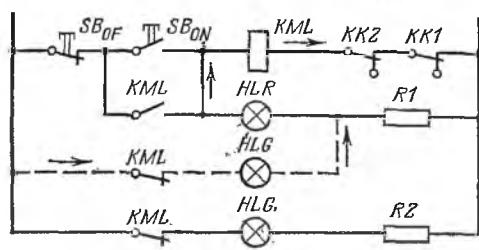


Рис. 1-54. Ошибочное включение лампы HLG через сопротивление $R1$ (пунктиром).

протекать ток, достаточный для втягивания контактора KML . При большом контакторе KML может перегореть лампа HLR при отключении контактора кнопкой.

Б) БЕСКОНТАКТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

1-17. НАЗНАЧЕНИЕ

Бесконтактные системы управления (БСУ) предназначены для организации устройств и систем автоматического управления отдельными объектами и технологическими процессами.

БСУ применяются в тех случаях, когда к аппаратуре систем управления предъявляемые требования не обеспечиваются контактно-релейной аппаратурой, а именно: надежность, быстродействие, технологичность производства и монтажа, унификация (конструктивная и функциональная), высокая функциональная емкость при ограниченных габаритах и потребляемой мощности, сложность реализуемых функций, программ, вычислительных операций и т. д., возможность достаточно простого сопряжения с УВМ.

В настоящее время в БСУ широкое применение находит интегральная техника. Электронная промышленность выпускает много серий интегральных дискретных и аналоговых микросхем, позволяющих решать задачи построения систем управления и регулирования самыми различными объектами.

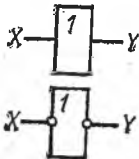
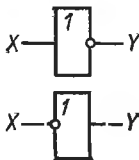
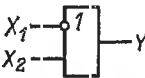
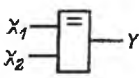
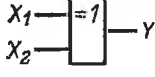
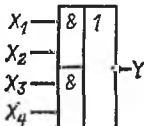
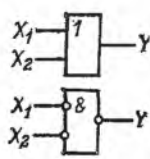
1-18. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В практике проектирования и эксплуатации небольших по объему БСУ еще находят применение логические элементы на дискретных компонентах, в первую очередь транзисторные бесконтактные элементы серии «Логика-Т», до последнего времени выпускавшиеся электротехнической промышленностью.

Применение элементов серии «Логика-Т» и интегральных микросхем различно как с точки зрения производства устройств и систем управления, так и с точки зрения

Таблица 1-10

Обозначения и функции, реализуемые комбинационными логическими элементами

Наименование элемента	Реализуемая функция	Обозначение по ГОСТ 2. 743-72
Генератор «единицы»	$y \equiv 1$	
Генератор «нуля»	$y \equiv 0$	
Повторитель Логически эквивалентная форма	$y = x$	
Инвертор (НЕ) Логически эквивалентная форма	$y = \overline{x}$	
Импликатор	$y = \overline{x_1} \vee x_2$	
Запрет	$y = \overline{x_1} \cdot x_2$	
Эквивалентность	$y = x_1 \cdot x_2 \vee \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}$	
Исключающее ИЛИ	$y = \overline{x_1} \cdot x_2 \vee x_1 \cdot \overline{x_2}$	
Элемент И—ИЛИ—НЕ	$y = \overline{x_1 \cdot x_2 \vee x_3 \cdot x_4}$	
Дизъюнктор (ИЛИ) Логически эквивалентная форма	$y = x_1 \vee x_2$	

Продолжение табл. 1-10

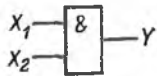
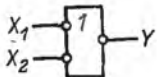
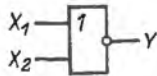
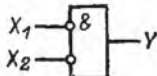
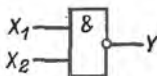
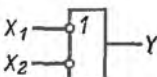
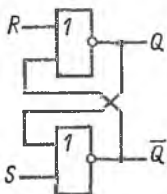
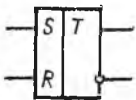
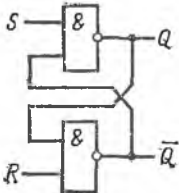
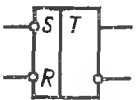
Наименование элемента	Реализуемая функция	Обозначение по ГОСТ 2. 743-72
Конъюнктор (И)	$y = x_1 x_2$	 
Логически эквивалентная форма		
Элемент Пирса (ИЛИ—НЕ)	$y = \overline{x_1 \vee x_2}$	 
Логически эквивалентная форма		
Элемент Шеффера (И—НЕ)	$y = \overline{x_1 x_2}$	 
Логически эквивалентная форма		

Таблица 1-11

Триггеры и их условные обозначения

Наименование	Логическая структура	Обозначение по ГОСТ 2. 743-72
Асинхронный RS-триггер с прямыми входами		
Асинхронный RS-триггер с инверсными входами		

Продолжение табл. 1-11

Наименование	Логическая структура	Обозначение по ГОСТ 2. 743-72
Синхронный RS-триггер со статическим управлением		
D-триггер со статическим управлением		
D-триггер с двухступенчатым заполнением информации		
Синхронный JK-триггер		
D-триггер с динамическим управлением		

их проектирования. Проектирование БСУ на элементах серии «Логика-Т» и интегральных микросхемах различается своим подходом к элементной базе, в первую очередь возможностью обращения проектировщика к элементарным конструктивно-функциональным модулям. БСУ на элементах «Логика-Т» могут проектироваться, исходя из рассмотрения отдельного модуля серии как функциональной единицы, к которой проектировщик имеет доступ, что позволяет проектировать узлы без какой-либо аппаратурной избыточности. Завод-изготовитель электротехнической промышленности по согласованному рабочим чертежам выпускает блоки и комплектные устройства. Очевидно, что номенклатура таких изделий принципиально не ограничивается. Такой подход оказывается неприемлемым при проектировании БСУ с применением интегральной техники, технология производства которой требует обязательного применения печатного монтажа в возможно более широких масштабах. Отдельная микросхема теперь уже не может рассматриваться при проектировании как модуль, к которому имеется свободный доступ. Таким модулем уже является ячейка или блок (субблок). Ячейка представляет собой печатную плату с разъемом, на которой размещаются микросхемы, объединенные между собой печатным монтажом. Как правило, ячейка выполняется как законченный функциональный узел или набор логических элементов, все входы и выходы которых выведены на разъем. Когда соединения между ячейками, входящими в состав данного блока, выполняются с помощью печатного монтажа, в качестве конструктивного модуля при проектировании должен рассматриваться уже такой блок.

При современном уровне развития средств автоматизаций наиболее целесообразно применение комплексов электронных средств автоматизации. К аппаратуре этих комплексов предъявляют определенные требования:

унификация (конструктивная и функциональная), позволяющая достаточно просто проектировать и собирать из изделий с высокой заводской готовностью узлы и системы управления различной сложности; типизация, означающая высокую степень повторяемости изделий в узлах систем управления;

универсальность, позволяющая при достаточно небольшой номенклатуре изделий решать широкий круг задач управления и регулирования;

технологичность и экономичность производства и эксплуатации.

1-19. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Логические элементы — это бесконтактные устройства, реализующие элементарные логические функции (функции булевой алгебры), а также функцию памяти. Логическая функция выражает зависимость

выходных логических переменных от входных, причем логические переменные могут принимать только два значения — 0 или 1.

В табл. 1-10 и 1-11 приведены основные типы логических элементов и их графические обозначения, причем показано минимальное количество входов и выходов, необходимое лишь для уяснения принципа действия и графического изображения. На практике каждый элемент может иметь большее число входов, например восемь. Основными электрическими параметрами всех логических элементов являются: напряжение питания, потребляемая мощность, уровни «логического нуля» и «логической единицы», помехоустойчивость, быстродействие, а также коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность).

Серией логических элементов называется функционально достаточно полный набор элементов с едиными электрическими, конструктивными и технологическими параметрами.

В настоящем разделе приведены материалы по интегральным микросхемам и узлам, строящимся с их применением. Сведения по элементам серии «Логика-Т» можно найти в литературе [1-3] и справочных материалах заводов-изготовителей.

1-20. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ МИКРОСХЕМЫ. МИКРОСХЕМЫ СЕРИЙ К155, КМ155

Интегральная микросхема — это микроэлектронное устройство, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки входных сигналов, имеющее высокую плотность компоновки элементов, которые с точки зрения требований к испытаниям и эксплуатации рассматриваются как единое целое. Логический элемент микросхемы — это часть микросхемы, реализующая элементарную или более сложную логическую функцию, которая рассматривается функционально как автономная часть, но с точки зрения поставки, приемки и эксплуатации не может быть выделена как самостоятельное изделие. Серия интегральных микросхем — совокупность типов микросхем, выполняющих различные функции, имеющих единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначенных для совместного применения.

Принципы классификации интегральных микросхем, перечень серий, выпускаемых электронной промышленностью, их электрические и конструктивно-технологические характеристики можно найти в справочной литературе по интегральным микросхемам [1-4, 1-5].

Развитие интегральной техники характеризуется тенденцией к повышению степени интеграции микросхем. Сегодня наряду с интегральными микросхемами начального уровня интеграции, когда в одном корпусе размещаются от одного до четырех логических элементов типа И-НЕ, ИЛИ-НЕ, элек-

Таблица 1-12

Микросхемы серий К155, КМ155

Обозначение микросхемы в корпусе		Функциональное назначение	Рисунок
пластмассовом	керамическом		
К155ЛА1	КМ155ЛА1	Два логических элемента 4И-НЕ	1-55, а
К155ЛА2	КМ155ЛА2	Логический элемент 8И-НЕ	1-55, б
К155ЛА3	КМ155ЛА3	Четыре логических элемента 2И-НЕ	1-55, в
К155ЛА4	КМ155ЛА4	Три логических элемента 3И-НЕ	1-55, г
К155ЛА6	КМ155ЛА6	Два логических элемента 4И-НЕ с повышенной нагрузочной способностью	1-55, д
К155ЛА7	КМ155ЛА7	Два логических элемента 4И-НЕ с открытым коллекторным выходом и повышенной нагрузочной способностью	1-56, а
К155ЛА8	КМ155ЛА8	Четыре логических элемента 2И-НЕ с открытым коллекторным выходом	1-56, б
К155ЛР1	КМ155ЛР1	Два логических элемента 2-2И-2ИЛИ-НЕ (один с расширением по ИЛИ)	1-57, а
К155ЛР3	КМ155ЛР3	Логический элемент 2-2-2-3И-4ИЛИ-НЕ с расширением по ИЛИ	1-57, б
К155ЛР4	КМ155ЛР4	Логический элемент 4-4И-2ИЛИ-НЕ с расширением по ИЛИ	1-57, в
К155ЛД1	КМ155ЛД1	Два четырехвыходовых расширителя по ИЛИ	1-58, а
К155ЛД3	КМ155ЛД3	Восьмивыходовой расширитель по ИЛИ	1-58, б
К155ТВ1	КМ155ТВ1	JK-триггер с логикой на входе 3И	1-59, а
К155ТМ2	КМ155ТМ2	Два триггера D	1-59, б
К155ТМ5	КМ155ТМ5	Четыре D-триггера	1-59, в
К155ТМ7	КМ155ТМ7	Четыре D-триггера с прямыми и инверсными выходами	1-59, г
К155ИМ2	КМ155ИМ2	Двухразрядный полный сумматор	1-60, а
К155ИМ3	КМ155ИМ3	Четырехразрядный полный сумматор	1-60, б
К155ИЕ1	—	Декадный счетчик с фазомпульсным представлением информации	1-61, а
К155ИЕ2	КМ155ИЕ2	Двоично-десятичный счетчик	1-61, б
К155ИЕ4	КМ155ИЕ4	Счетчик-делитель на 12	1-61, в
К155ИЕ5	КМ155ИЕ5	Двоичный счетчик	1-61, г
К155ИЕ6	КМ155ИЕ6	Двоично-десятичный реверсивный счетчик	1-61, д
К155ИЕ7	КМ155ИЕ7	Четырехразрядный двоичный реверсивный счетчик	1-61, е
К155ИЕ8	—	Делитель частоты с переменным коэффициентом деления	1-61, ж
К155ИР1	КМ155ИР1	Четырехразрядный универсальный сдвиговый регистр	1-62
К155РУ1	КМ155РУ1	Оперативное запоминающее устройство на 16 бит (16 одноразрядных слоев) со схемами управления	1-63, а
К155РУ2	КМ155РУ2	ОЗУ на 64 бит (16×4) с произвольной выборкой	1-63, б
К155ИД1	КМ155ИД1	Преобразователь двоично-десятичного кода в десятичный для управления высоковольтным индикатором	1-64, а
К155ИД3	—	Дешифратор-мультиплексор (4 линии на 16)	1-64, б
—	КМ155ИД4	Сдвоенный дешифратор-мультиплексор 2—4	1-64, в
К155КП5	КМ155КП5	Коммутатор восемь каналов без стробирования	1-65, а

Продолжение табл. 1-12

Обозначение микросхемы в корпусе		Функциональное назначение	Рисунок
пластмассовом	керамическом		
К155КП7	КМ155КП7	Коммутатор восемь каналов со стробированием	1-65, б
—	КМ155ЛП5	Четыре двухвходовых логических элемента «исключающее ИЛИ»	1-66, а
—	КМ155ИП2	Восьмиразрядная схема контроля четности и нечетности	1-66, б
К155ПР6	КМ155ПР6	Преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный	1-67, а
К155ПР7	КМ155ПР7	Преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный	1-67, б
К155РЕ21	—	ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в коды знаков русского алфавита	1-67, в
К155РЕ22	—	ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в коды знаков латинского алфавита	1-67, в
К155РЕ23	—	ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в коды арифметических знаков и цифр	1-67, в
К155РЕ24	—	ПЗУ на 1024 бит с использованием в качестве преобразователя двоичного кода в коды дополнительных знаков	1-67, в

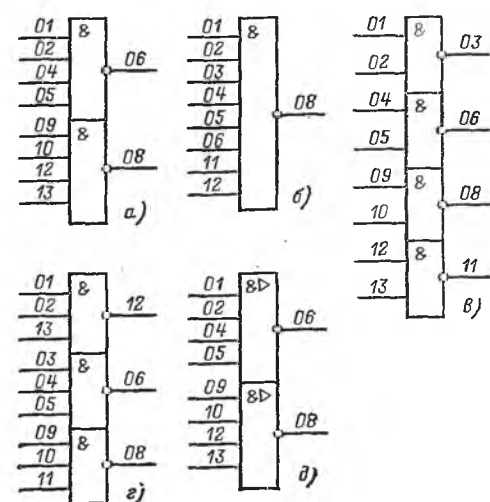


Рис. 1-55. Логические элементы И-НЕ.

а — К155ЛА1, КМ155ЛА1; б — К155ЛА2, КМ155ЛА2;
 в — К155ЛА3, КМ155ЛА3; г — К155ЛА4, КМ155ЛА4;
 д — К155ЛА6, КМ155ЛА6.

Рис. 1-57. Логические элементы И-ИЛИ-НЕ.

а — К155ЛР1, КМ155ЛР1; б — К155ЛР3, КМ155ЛР3;
 в — К155ЛР4, КМ155ЛР4.

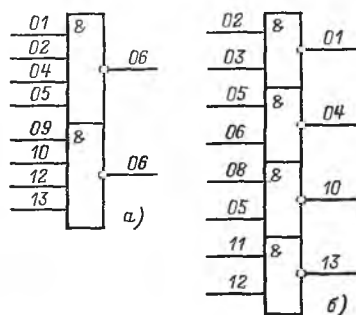
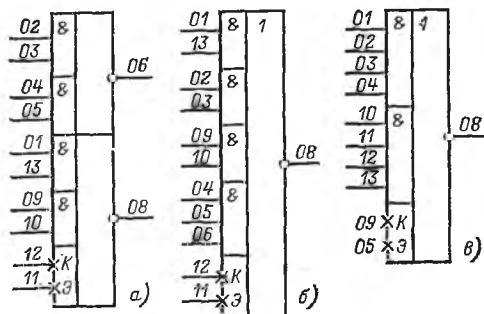


Рис. 1-56. Логические элементы И-НЕ с открытым коллекторным выходом.

а — К155ЛА7, КМ155ЛА7; б — К155ЛА8, КМ155ЛА8.



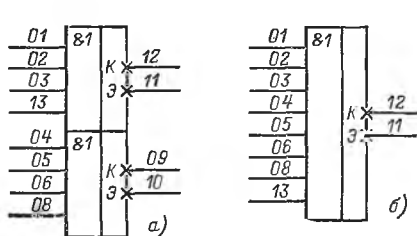


Рис. 1-58. Расширители по ИЛИ.

а — К155ЛД1, КМ155ЛД1; б — К155ЛД3, КМ155ЛД3.

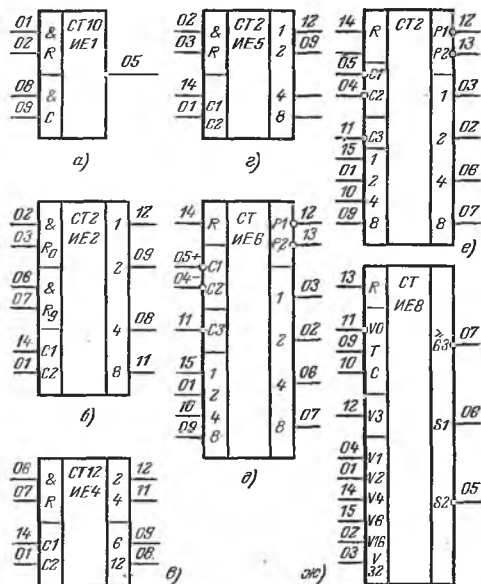


Рис. 1-61. Счетчики.

а — К155ИЕ1; б — К155ИЕ2, КМ155ИЕ2; в — К155ИЕ4, КМ155ИЕ4; г — К155ИЕ5, КМ155ИЕ5; д — К155ИЕ6, КМ155ИЕ6; е — К155ИЕ7, КМ155ИЕ7; ж — К155ИЕ8.

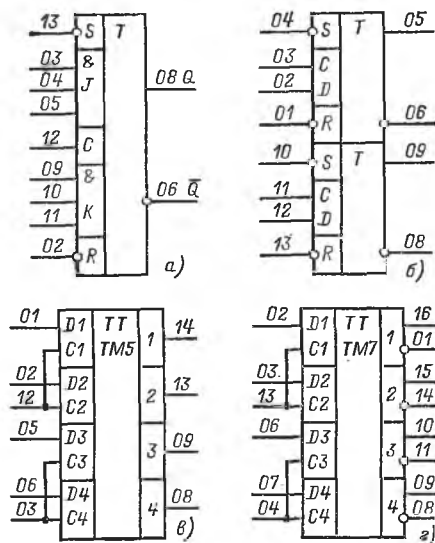


Рис. 1-59. Триггеры.

а — К155ТВ1, КМ155ТВ1; б — К155ТВ2, КМ155ТВ2; в — К155ТВ5, КМ155ТВ5; г — К155ТВ7, КМ155ТВ7.

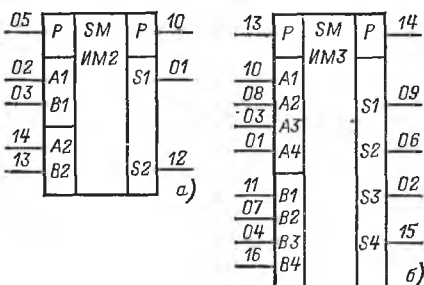


Рис. 1-60. Сумматоры.

а — К155ИМ2, КМ155ИМ2; б — К155ИМ3, КМ155ИМ3.

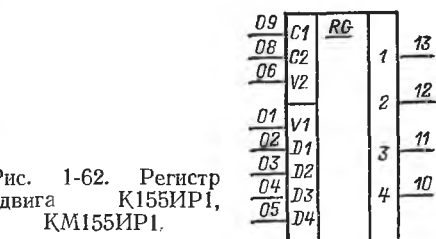


Рис. 1-62. Регистр сдвига К155ИР1, КМ155ИР1.

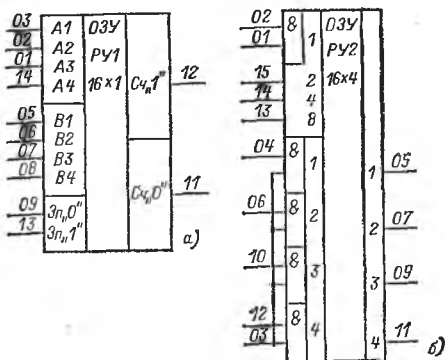


Рис. 1-63. Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ).

а — К155РУ1, КМ155РУ1; б — К155РУ2, КМ155РУ2.

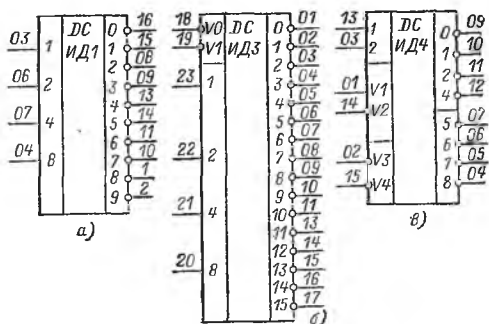


Рис. 1-64. Дешифраторы.

а — К155ИД1, КМ155ИД1; б — К155ИД3; в — КМ155ИД4.

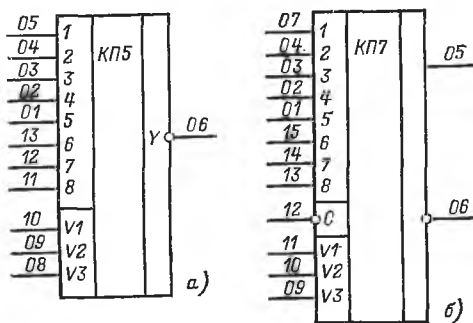


Рис. 1-65. Коммутаторы.

а — К155КП5, КМ155КП5; б — К155КП7, КМ155КП7.

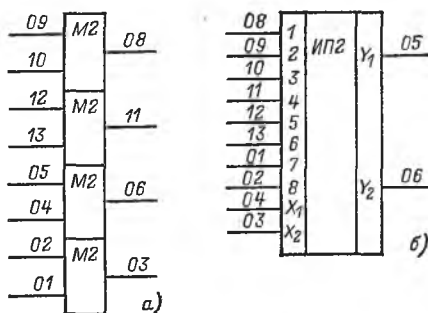


Рис. 1-66. Элементы с исключаяющим ИЛИ.

а — КМ155ЛП5; б — КМ155ЛП2.

тронной промышленностью выпускаются микросхемы средней степени интеграции, когда в одном корпусе уже размещаются достаточно сложные функциональные узлы типа счетчиков регистров, сумматоров и т. п. Промышленность приступила к освоению и микросхем с большой степенью интеграции (БИС).

В настоящее время широкое применение находят серии микросхем на биполярных транзисторах с транзисторно-транзисторной логикой (ТТЛ), приведенные в табл. 1-12 —, в первую очередь серия 155 (К155, КМ155).

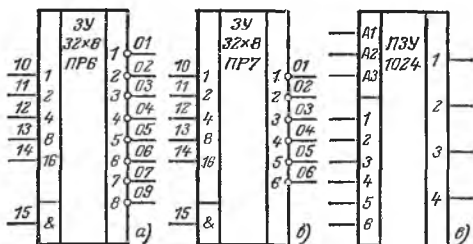


Рис. 1-67. Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ).

а — К155ПР6, КМ155ПР6; б — К155ПР7, КМ155ПР1; в — К155РЕ21—К155РЕ24.

Общие требования к элементам серий К155 и КМ155

Допустимые воздействия климатических и механических факторов:

	К155	КМ155
Температурный диапазон, °С . . .	От —10 до +70	От —45 до +85
Многократное циклическое изменение температуры в диапазоне, °С . . .	От —10 до +70	—

Относительная влажность воздуха 98% . . .	При 40 °С	При 25 °С
Вибрации в диапазоне частот от 1 до 2000 Гц с ускорением . .	До 10 g	До 10 g
Линейные нагрузки с ускорением	До 50 g	До 50 g
Одинократные удары с ускорением .	До 100 g	До 150 g
Многократные удары с ускорением	До 40 g	До 75 g

Общие электрические параметры:

Напряжение:	
питания	5 В ± 5 %
сигнала логического нуля	Не более 0,4 В
сигнала логической единицы	Не менее 2,4 В

Ниже поясняются принципы действия и особенности применения отдельных микросхем.

Микросхемы К155ЛА7 (КМ155ЛА7), К155ЛА8 (КМ155ЛА8) при подключении коллекторного резистора $R1$ (см. рис. 1-56, а, б) и объединения выводов нескольких элементов реализуют функцию И-ИЛИ-НЕ (рис. 1-68). Значение резистора $R1$ выбирается в зависимости от требуемого коэф-

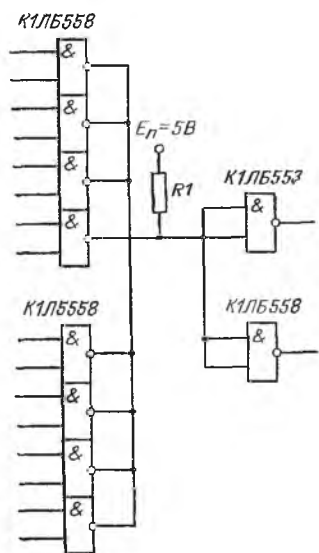


Рис. 1-68. Схема объединения выводов микросхемы К155ЛА8.

коэффициента объединения по выходу L и числа нагрузок N в соответствии с соотношением, но не более 1 кОм:

$$\frac{5}{I_{\text{вх}}^0 - 1,6N} \leq R1 \leq \frac{2,1}{I_{\text{вх}}^0 N + I_{\text{ут}} L},$$

где N — фактический коэффициент разветвления по выходу; L — коэффициент объединения по выходу; $I_{\text{ут}}$ — ток утечки закрытой микросхемы, мА; $I_{\text{вх}}^0$, $I_{\text{вх}}^0$ — входной и выходной токи, мА; $R1$ — сопротивление резистора.

Микросхема К155ЛА7 (КМ155ЛА7) может использоваться в качестве элемента индикации (рис. 1-69).

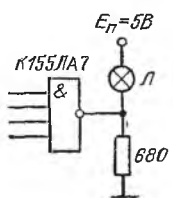


Рис. 1-69. Использование микросхемы К155ЛА7 в качестве усилителя индикации.

На рис. 1-70 приведена логическая структура. Таблица состояний JK-триггера (К155ТБ1, КМ144ТБ1) поясняет его принцип действия. Изменение состояния триггера происходит на заднем фронте синхросигнала S . Счетный триггер может быть организован при объединении входов J и K с подачей на них постоянного сигнала «лог. 1»; импульсы, подлежащие счету, подаются на вход C . D-триггер (К155ТМ2, КМ155ТМ2) представляет собой триггер с динамическим управ-

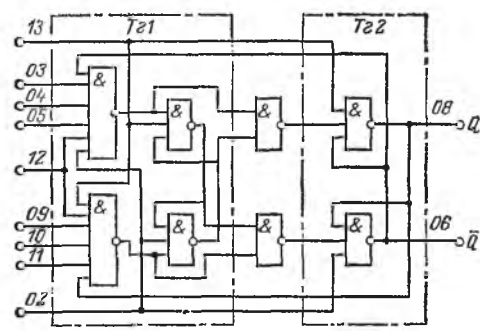


Рис. 1-70. Логическая структура JK-триггера.

Таблица состояний

Состояние до прихода синхроимпульса t_n		Состояние после прихода синхроимпульса t_{n+1}	
Вход J (03, 04, 05)	Вход K (09, 10, 11)	Q	$\bar{Q}$
0	0	Сохраняется предыдущее состояние	
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	Состояние меняется на противоположное	

лением, его переключения происходят на переднем фронте синхроимпульса S , причем обязательным условием правильного приема информации по входу D является окончание переходного процесса установления сигнала на входе D к моменту появления переднего фронта сигнала S (см. рис. 1-59, б).

Микросхемы К155ТМ5, К155ТМ7 (см. рис. 1-59, в) содержат по четыре D-триггера со статическим управлением, попарно объединенных общей цепью синхронизации. Информация, поступающая на входы D , передается на выход при положительном импульсе синхронизации.

Логическая структура сумматора К155ИМ2 приведена на рис. 1-71, таблица истинности поясняет его принцип действия.

На рис. 1-72—1-75 приведены временные диаграммы работы счетчиков К155ИЕ1, К155ИЕ2, К155ИЕ4, К155ИЕ5.

Счетчик К155ИЕ2 (см. рис. 1-61, б) выполнен так, что может обеспечить деление на два и на пять. Установочные входы $R0$ (02, 03) и $R9$ (06, 07) обеспечивают останов счета и установку счетчика в нулевое состояние или состояние заполнения. Выход 12

не соединен внутри микросхемы с входом последующего разряда, что обеспечивает три независимых режима работы:

двоично-десятичный счетчик, при этом должны быть соединены выводы 12 и 01, счетные импульсы подаются на вход 14;

деление на десять со скажностью выходного сигнала 2, при этом соединяются выводы 11 и 14, входные импульсы подаются на вход 01, выходной сигнал снимается с вывода 12;

раздельное использование делителей на два и на пять.

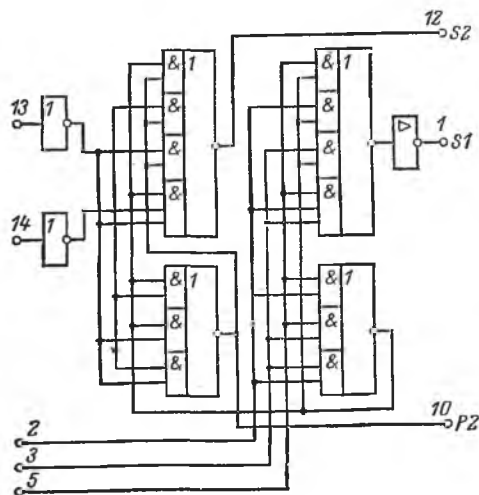


Рис. 1-71. Логическая структура двухразрядного сумматора К155ИМ2.

A1	Входы				Выходы					
	B1	A2	B2		P1=0			P1=1		
					S1	S2	P2	S1	S2	P2
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1
0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1
1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1
0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1

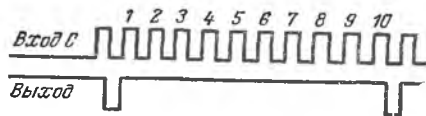


Рис. 1-72. Временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ1.

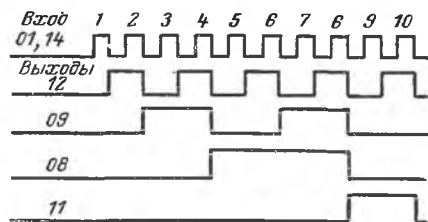


Рис. 1-73. Временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ2 при переключке 12—01.

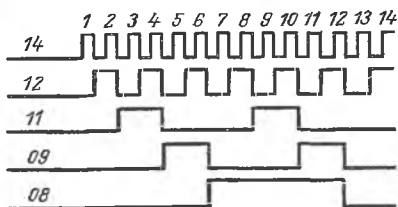


Рис. 1-74. Временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ4.

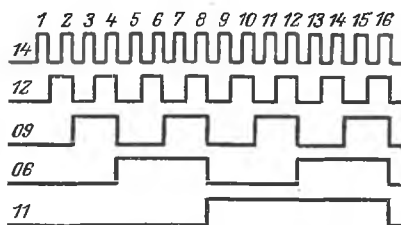


Рис. 1-75. Временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ5.

Синхронный последовательный счетчик-делитель на двенадцать К155ИЕ4 (см. рис. 1-61, в) выполнен на четырех JK-триггерах, при этом внутренние соединения выполнены так, что обеспечиваются схемы деления на два, три, шесть, двенадцать. Счетчик имеет вход установки в нулевое состояние. Счетчик на двенадцать реализуется при соединении выводов 12 и 01, при подаче счетных импульсов на вход 14. Счетчик на шесть получается при подаче счетных импульсов на вход 01 и съеме сигнала с вывода 08. Счетчик на три получается при подаче счетных импульсов на вход 01 и съеме сигнала с вывода 11.

Двоичный счетчик К155ИЕ5 (см. рис. 1-61, г) выполнен в виде двух отдельных счетчиков на два и восемь с общей установкой в нулевое состояние.

Двоично-десятичный реверсивный счетчик типа К155ИЕ6 (см. рис. 1-61, д) предназначен для счета импульсов с учетом знака операции. Счетчик работает в коде 8—4—2—1. Направление счета определяется тем, на какой из счетных входов (выводы 04, 05) подается импульс. В это время на другом счетном входе должен быть высо-

кий потенциал. В счетчике возможна предварительная запись числа путем подачи кода числа на информационные входы и нулевого импульса на вход предварительной записи (вывод 11), следующего с некоторым отставанием (не менее 20 нс) от информационных сигналов. Установка нулевого положения счетчика осуществляется подачей сигнала высокого уровня на вход 14.

Делитель частоты с переменным коэффициентом деления K155ИЕ8 состоит из шестиразрядного двоичного счетчика и логической схемы, которая обеспечивает выдачу на вход заданного количества импульсов (см. рис. 1-61, ж).

Количество импульсов на выходе при подаче на счетный вход (09) последовательности из 64 импульсов определяют по формуле

$$N = V 32 \cdot 2^5 + V 16 \cdot 2^4 + V 8 \cdot 2^3 + \\ + V 4 \cdot 2^2 + V 2 \cdot 2^1 + V 1 \cdot 2^0.$$

Таким образом, комбинация уровней логических сигналов на входах умножения $V1(04)$, $V2(01)$, $V4(14)$, $V8(15)$, $V16(02)$, $V32(03)$ определяет заданную сумму импульсов на выходах 05, 06. При этом на выходы 11, 12 должно быть подано напряжение «логический ноль». На выходе 07 получают нулевой импульс после подачи на вход 09 64 импульсов.

Четырехразрядный универсальный регистр сдвига K155ИР1 (см. рис. 1-62) организован на двухступенчатых RS-триггерах с входной логикой. Регистр сдвига позволяет реализовать следующие режимы работы: запись информации параллельным кодом, сдвиг вправо, сдвиг влево.

Управление режимом работы осуществляется по входам $V1(01)$, $V2(06)$, $C1(09)$, $C2(08)$. Для записи в регистр информации параллельным кодом следует на вход управления режимом $V2$ подать напряжение «логическая единица» («лог. 1»), а на вход $C2$ — напряжение «логический ноль» («лог. 0»); информационные сигналы подаются на входы $D1—D4$ (02, 03, 04, 05). При этом сигналы на входах $V1$ и $C1$ (01, 09) могут быть любыми.

Для сдвига информации вправо тактовые импульсы подаются на вход $C2$. При этом на входе $V2$ следует поддерживать напряжение «лог. 1». При операциях с данными, представленными в последовательном коде, входная информация в виде последовательности импульсов подается на вход $V1$, тактовые импульсы подаются на вход синхронизации $C1$, а на входах $V2$, $D1—D4$ поддерживается напряжение «лог. 0». Для сдвига информации влево на вход $V2$ подается напряжение «лог. 1». При этом входы параллельной записи используются для организации цепей сдвига, для чего выход последнего разряда соединяется с входом параллельного кода предыдущего разряда, его выход — с аналогичным входом предыдущего разряда и т. д. Входом после-

довательного кода в этом случае служит вход параллельного кода последнего разряда.

Применяя дополнительный внешний инвертор, можно с помощью регистра сдвига осуществлять деление частоты на два, четыре, шесть, восемь или три, пять, семь. В этом случае на входе $V2$ поддерживается напряжение «лог. 0», входные импульсы подаются на вход синхронизации $C1$, а выходные снимаются с соответствующего разрядного выхода, который соединяется через внешний инвертор с входом $V1$. При этом состояние входов $C2$, $D1—D4$ может быть любым.

При делении на три, пять, семь в цепь обратной связи включается элемент И-НЕ, на входы которого подаются сигналы с выходов первого и второго разрядов при делении на три, второго и третьего разрядов при делении на пять, третьего и четвертого при делении на семь.

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) на 16 бит K155РУ1 (см. рис. 1-63, а) имеет в своем составе 16 ячеек памяти (организация 16×1), два усилителя записи и два усилителя считывания.

Двухкоординатная система выборки адреса ($A1—A4$ и $B1—B4$) позволяет делать выборку информации за цикл (табл. 1-13).

Микросхема работает в следующих режимах: режим записи, режим хранения, режим считывания.

Запись информации в ячейку памяти осуществляется при обращении к соответствующей ячейке (выбор адреса) и подаче напряжения «лог. 1» на вход усилителя записи нуля — при записи «лог. 0» или усилителя записи единицы — при записи «лог. 1».

В режиме хранения на адресные входы и выходы усилителей записи подается напряжение «лог. 0», при этом на выходах усилителей считывания присутствуют сигналы «лог. 1» (выходные транзисторы закрыты).

Считывание информации, записанной в ячейке памяти, происходит при обращении к соответствующей ячейке (выбор адреса) и подаче напряжения «лог. 0» на входы усилителей записи. Обращение к ячейке памяти происходит при одновременной подаче сигналов «лог. 1» на соответствующие данной ячейке адресные входы A и B . Считывание информации происходит без ее разрушения. Выходной усилитель считывания выполнен по схеме с открытым коллектором и допускает объединение типа «проводное ИЛИ».

Одновременные запись и считывание невозможно, так как они используют одни и те же входы.

Оперативное запоминающее устройство. Запись и считывание ОЗУ K155РУ2 на 64 бит (16×4) (см. рис. 1-63, б) производится по 16 адресам. Четырехразрядная информация записывается в ОЗУ параллельным кодом через четыре усилителя записи, считывание производится также в параллельном коде через четыре усилителя считывания.

Таблица 1-13

Таблица состояний ОЗУ К155РУ1

Управляющие сигналы				Выход усилителя считывания		Выполняемые операции
Адреса		Усилитель записи				
A_1	B_1	Зп «1»	Зп «0»	Сч «1»	Сч «0»	
0	0	0	0	1	1	Режим покоя
0	1	0	0	1	1	Режим полувы-
1	0	0	0	1	1	борки
0	0	1	0	0	1	Запись лог. «1» в
						режиме невы-
0	0	0	1	1	0	бранной ячейки
						Запись лог. «0» в
0	0	0	1	1	0	режиме невы-
						бранной ячейки
0	1	1	0	0	1	Запись лог. «1» в
1	0	1	0	0	1	режиме полувы-
						борки
1	0	0	1	1	0	Запись лог. «0» в
0	1	0	1	1	0	режиме полувы-
						борки
1	1	1	0	0	1	Запись лог. «1» в
						режиме выбран-
1	1	0	0	0	1	ной ячейки
						Считывание лог.
						«1» в режиме
1	1	0	1	1	0	выбранной ячей-
						ки
1	1	0	1	1	0	Запись лог. «0» в
						режиме выбран-
1	1	0	0	1	0	ной ячейки
						Считывание лог.
						«0» в режиме
						выбранной ячей-
						ки

Функциональное назначение выводов микросхемы: 01 — вход первого разряда адреса; 02 — вход разрешения выборки; 03 — вход разрешения записи; 04 — вход данных (первый разряд); 05 — выход считывания (первый разряд); 06 — вход данных (второй разряд); 07 — выход считывания (второй разряд); 08 — общий; 09 — выход считывания (третий разряд); 10 — вход данных (третий разряд); 11 — выход считывания (четвертый разряд); 12 — вход данных (четвертый разряд); 13 — вход четвертого разряда адреса; 14 — вход третьего разряда адреса; 15 — вход второго разряда адреса; 16 — питание.

Преобразователь двоично-десятичного кода в десятичный для управления высоковольтным индикатором К155ИД1 (см. рис. 1-64, а) содержит в себе дешифратор из двоично-десятичного кода в десятичный с выходными высоковольтными ключами. На рис. 1-76 приведен пример использования микросхемы К155ИД1 для работы на высоковольтный индикатор.

Дешифратор-демультиплексор К155ИД3 (см. рис. 1-64, б) служит в основном для преобразования двоичного кода в код 1 из 16. Процесс дешифрования происходит только при наличии сигналов с напряжением «лог. 0» на двух стробирующих входах V0, V1 (18, 19).

Сдвоенный дешифратор-мультиплексор 2—4 К155ИД4 (см. рис. 1-64, б) может иметь два различных применения: два дешифратора 2—4, один дешифратор 3—8.

Логическая структура микросхемы К155ИД4, приведенная на рис. 1-77, поясняет ее принцип действия. Управляющие входы V1, V2 (01, 14) осуществляют вклю-

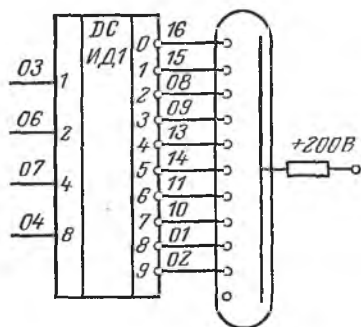


Рис. 1-76. Схема цифровой индикации с использованием микросхемы К155ИД1.

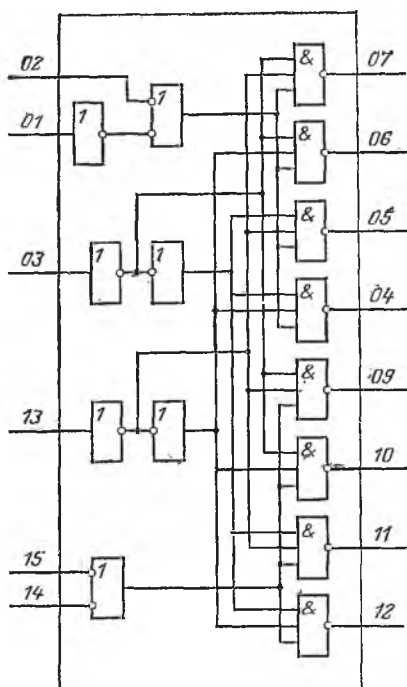


Рис. 1-77. Логическая структура дешифратора-мультиплексора КМ155ИД4.

чение одного из дешифраторов. Входы V_3, V_4 (02, 15) служат для стробирования. При подаче напряжения «лог. 1» на входы 01, 14 работает первый дешифратор. При подаче напряжения «лог. 0» на эти входы работает второй дешифратор. Стробирование производится нулевыми сигналами.

Второй вариант использования микросхемы — дешифратор на 8. Для этой цели объединяют входы 01 и 14, на них подается третий разряд двоичного кода.

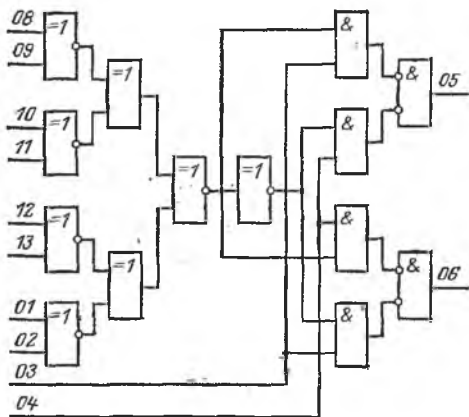


Рис. 1-78. Логическая структура микросхемы контроля четности и нечетности КМ155ИП2.

Коммутатор восьми каналов на один К155КП5 (см. рис. 1-65, а) выдает инверсный сигнал на выходе, при этом коммутируется канал, параллельный двоичный код номера которого подается на входы $V1(10)$, $V2(09)$, $V3(08)$.

Коммутатор восьми каналов на один со стробированием К155КП7 (см. рис. 1-65, 6) имеет на выходе прямой и инверсный сигналы; параллельный код номера канала подается на входы $V1(11)$, $V2(10)$, $V3(09)$, выходной сигнал появляется при наличии стробирующего сигнала с уровнем «лог. 0».

На рис. 1-78 приведена логическая структура элемента контроля четности и нечетности К155ИП2, поясняющая принцип действия микросхемы.

Преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный К155ПР6 (см. рис. 1-67, а) представляет собой ЗУ, предназначенное для длительного хранения постоянной информации объемом 256 бит с организацией 32 слов по 8 разрядов. ЗУ работает только в режиме хранения и считывания. Микро-схема состоит из матрицы 32×8 запоминающих ячеек и схем управления, включающих в себя адресные формирователи, входной дешифратор, схему разрешения выборки и выходные усилители считывания. Программирование ЗУ осуществляется на ста-

дии производства микросхем и выбора фотомаски.

В режиме хранения информации сигналы на выходах микросхемы 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07, 08, 09 имеют уровень «лог. 1».

При подаче сигнала «лог. 1» на вход 15 происходит запрет считывания информации. Вывод 15 служит для упрощения объединения нескольких микросхем в одно ЗУ большой емкости. Микросхема выполняет следующие функции преобразования: двоично-десятичного кода в двоичный, двоично-десятичного кода в код, дополнительный к 9, двоично-десятичного кода в код, дополнительный к 10.

Преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный К155ПР7 (см. рис. 1-67, б) также представляет собой ПЗУ на 256 бит (32×8). Состав микросхемы вышеописанной К155ПР6 и отличается только количеством выходных усилителей считывания.

ПЗУ для преобразования двоичного кода в коды знаков (см. рис. 1-67, а) содержит матрицу 32×32 ячеек памяти и схемы управления, состоящие из адресных формирователей, входных и выходных дешифраторов, усилителей считывания. Программирование ПЗУ осуществляется на стадии производства микросхем. Выходы усилителей считывания выполнены с открытым коллектором, что позволяет осуществить схему генератора символов из перечисленного комплекта микросхем при параллельном соединении их одноименных выходов. Символы выполнены в формате 7×5 по ГОСТ 13052-74*, каждый символ определяется семизрядным кодом по ГОСТ 13052-74*.

**1-21. ОСОБЕННОСТИ
КОНСТРУИРОВАНИЯ
И ЭКСПЛУАТАЦИИ АППАРАТУРЫ
И РЕКОМЕНДАЦИИ
ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
ПРИ КОНСТРУИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ
НА МИКРОСХЕМАХ К155**

Разводка питающего напряжения узлов и блоков должна производиться проводниками с возможно низким сопротивлением. На платах в цепях питания необходимо предусматривать установку развязывающих конденсаторов из расчета не менее 0,1 мкФ на микросхему для исключения влияния низкочастотных помех. Конденсатор устанавливается вблизи разъема. Развязывающие емкости по высокой частоте должны быть равномерно распределены по всей площади печатной платы из расчета один конденсатор на группу не более 10 микросхем емкостью не менее 0,002 мкФ на микросхему. Конденсаторы устанавливают на той стороне платы, на которой располагают микросхемы. Для подведения напряжения питания и подключения шины «земля» ре-

комендуется использовать крайние контакты разъема. Шина «земля» должна быть соединена с корпусом аппаратуры непосредственно у источника питания.

Рекомендации по электрическим линиям связи. По назначенным электрические линии связи делятся на линии передачи информации, синхронизации, индикации, коммутации и шины «питание» и «земля». Информационные линии связи в пределах платы реко-

Таблица 1-14

Максимально допустимая длина параллельных проводников при ширине печатных проводников 0,5—1,5 мм

Количество параллельных проводников	$l_{\text{доп}}$, мм, при интервале между печатными проводниками, мм				
	0,5	1,0	1,5	3,0	5,0
2	100	120	130	150	170
3	60	70	75	90	100
4	50	60	65	70	80
5	40	50	60	65	70

Примечание. Значения $l_{\text{доп}}$ проводников, не выходящих за пределы платы, могут быть увеличены на 40% по сравнению с указанными в таблице.

мендуется выполнять с помощью печатного монтажа наиболее короткими проводниками. Проводники, расположенные на различных сторонах платы или в соседних слоях, должны перекрещиваться под углом 45 или 90°. Максимально допустимая длина печатных проводников $l_{\text{доп}}$, расположенных параллельно на одной стороне платы или в одном слое, не должна превышать значений, приведенных в табл. 1-14.

Информационные линии связи между платами рекомендуется выполнять с помощью монтажной панели, которая конструктивно может быть выполнена в виде печатной платы или панели с экранирующим покрытием со стороны монтажа. Экран должен быть соединен с шиной «земля» аппаратуры в одной точке и с шинами «земля» печатных плат. Длина линий связи на монтажной панели при выполнении их печатным монтажом определяется как разность значений длины, полученной согласно данным табл. 1-14 (с учетом примечания), и длины линии связи на плате.

Информационные линии связи между платами при их длине не более 20 см рекомендуется выполнять объемным монтажом. Линии связи длиной до 20 см для асинхронных устройств и до 30 см для синхронных выполняются одиночным проводом. К выходу одного передающего элемента допускается подключать до пяти радиальных линий с общей длиной не более 50 см.

Линии связи в пределах панели длиной 0,2—1 м должны выполняться несогласован-

ными витыми парами. К выходу одного передающего элемента допускается подключать не более трех витых пар с суммарной длиной не более 2 м.

При организации связей с помощью несогласованных витых пар время задержки сигналов увеличивается и может быть определено по табл. 1-15 и 1-16.

Обратные провода витых пар должны замыкаться на передающем и приемном контактах. Длина раздельной части витой пары должна быть не более 30 м. На один контакт разъема допускается подключить обратные провода в количестве не более трех витых пар.

От несогласованной витой пары допускается делать отводы одиночным проводом, при этом суммарная длина отводов не должна превышать 0,2 м. В линии связи, выполненной витой парой, отдельные участки допускается проводить одиночным проводом, при этом суммарная длина одиночных проводов в данной линии связи не должна превышать 0,2 м, а длина всей линии связи не более 1 м.

Линии связи 1—3 м, не выходящие за пределы устройства, необходимо выполнять согласованными витыми парами. Согласованные линии связи длиной более 3 м, а также линии связи, выходящие за пределы устройства, необходимо выполнять с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 100 Ом. Согласование линий связи осуществляется с помощью резистора 82 Ом с отклонением сопротивления на $\pm 5\%$. Резистор должен устанавливаться непосредственно у выхода передающей микросхемы согласно табл. 1-16.

Количество входов, подключаемых непосредственно к выходу передающего элемента, а также на выходе линии связи, не должно превышать значений, указанных в табл. 1-15 и 1-16.

Длина коаксиального кабеля не должна превышать 30 м. При определении приращенной задержки Δt_z величину l следует брать в метрах. Нагрузка l подключается одиночным проводом длиной не более 0,2 м или витой парой длиной не более 0,5 м. При работе на коаксиальный кабель с параллельным согласованием рекомендуется схема, приведенная на рис. 1-79. Передача информации сигналов в пределах устройства допускается с помощью экранированного провода с обязательной посылкой стробирующего сигнала по коаксиальному кабелю. Стробирующий сигнал должен быть задержан относительно информационного на время действия переходных процессов, а длительность импульса информационного сигнала должна выбираться из условия

$$t_{\text{и}} \geq t_{\text{з,стр}} + t_{\text{пер}},$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность информационного импульса; $t_{\text{з,стр}}$ — время задержки стробирующего импульса относительно информационного; $t_{\text{пер}}$ — время подключения схемы, принимающей информацию.

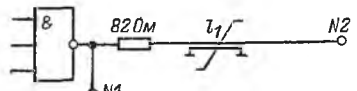
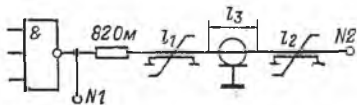
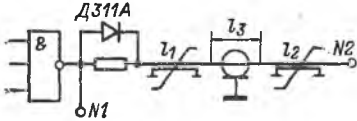
Таблица 1-15

Влияние схемы связи на задержку передачи информации

Схема связи	Рекомендации по применению	Приращение задержки, нс			
		на выходе передающего элемента		на выходе линии связи	
		Δt_3^{01}	Δt_3^{10}	Δt_3^{01}	Δt_3^{10}
	При радиальном способе разводки нагрузка сосредоточена на конце линии связи При комбинированном способе разводки нагрузка распределяется произвольно по длине линии связи: $l_{\Sigma} = l_1 + l_2 + l_3 \leq 24$, длина каждой линии связи не более 1 м; l_i — витая пара или кабель с волновым сопротивлением $\rho = 100$ Ом	$8l_{\Sigma}$	$6l_{\Sigma}$	$8l_{\Sigma} + 5l_i$	$6l_{\Sigma} + 6l_i$

Таблица 1-16

Способы организации схем связи

Схема связи	Количество элементов нагрузки		Приращение задержки, нс				Длина участков линии связи, м		Тип передающего элемента интегральной схемы
			срабатывания передающего элемента		на выходе линии связи		одиночная связь	жгут	
	N1	N2	Δt_3^{01}	Δt_3^{10}	Δt_3^{01}	Δt_3^{10}			
	5; 2	1; 2	8	6	$8+5l$	$6+5l$	$l_1 \leq 3$	—	Любой элемент с нагрузочной способностью $N \geq 10$
	5; 2	1; 2	$8+10l$	6	$8+15l$	$6+5l$	—	$l_1 \leq 3$	
	17; 6	1; 2	8	6	$8+5l$	$6+5l$	$l_1 \leq 3$		Только К155ЛА6
	17; 6	1; 2	8	6	$8+5l$	$6+5l$	$l_1 + l_2 \leq 3$ $\Sigma l \geq 10$		То же
	0	2	$8+2l$	6	$8+5l$	$6+5l$	$l_1 \leq 0,5$ $l_2 \leq 0,5$ $l_3 \leq 30$		То же

Примечание. Соединение с нагрузкой выполняется витой парой или кабелем с волновым сопротивлением $\rho = 100$ Ом.

Одиночные проводники нельзя укладывать в жгуты как отдельно, так и с витыми парами. Несогласованные и согласованные витые пары допускается укладывать в жгуты, группы проводов без связи или в шлейфы.

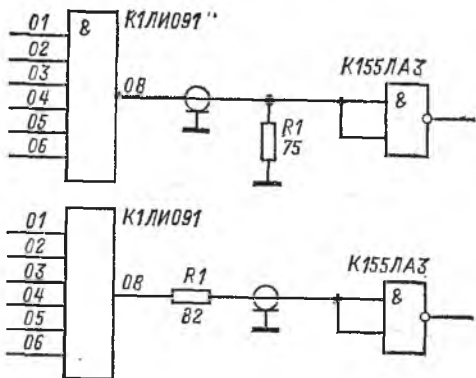


Рис. 1-79. Схема связи элементов серии K155 (KM155) через коаксиальный кабель.

Линии связи для передачи сигналов синхронизации при печатном монтаже должны быть удалены от информационных линий и от линий синхронизации другой фазы на расстояние не менее 2,5 мм или заэкранированы «земляным» печатным проводником, соединенным с общей «землей» в одной точке. Ширина печатного экранирующего проводника должна быть в 2—3 раза больше ширины проводника цепей синхронизации, длина линий связи должна соответствовать вышеизложенным условиям.

Разводку линий связи сигналов синхронизации в пределах панели можно выполнять одиночным проводом длиной до 10 см или витой парой длиной до 35 см, причем суммарная длина одиночных проводников не должна превышать 20 см.

Линии связи сигналов синхронизации в пределах устройства с длиной более 35 см необходимо выполнять с помощью согласованного коаксиального кабеля и несогласованного при длине более 50 см.

Коммутационные линии связи (линии между переключателями, тумблерами, контактными реле и микросхемами) рекомендуется выполнять экранированным проводом с соблюдением приведенных выше требований. Допускается применение одиночных проводников длиной 0,3 м и витых пар до 1 м.

Укладка в один жгут линий связи информационных, коммутационных и индикации не допускается.

Обратный (земляной) провод витой пары необходимо заземлять со стороны передающего и приемного элементов.

Для работы на согласованный коаксиальный кабель применяется микросхема 1ЛИО91, работающая от микросхем серии K155.

Неиспользуемые входы схем И должны быть объединены с одним из ее сигнальных входов в пределах нагрузочной способности передающего элемента (каждый объединяемый вход эквивалентен одной нагрузке) или подключены к источнику постоянного напряжения от 2,4 до 4,5 В. В качестве

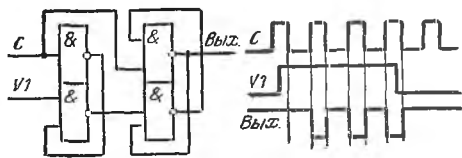


Рис. 1-80. Схема управляемого генератора серии импульсов на элементах И.

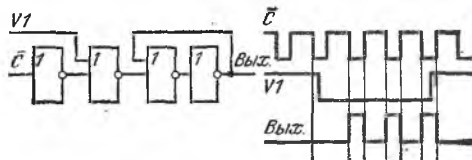


Рис. 1-81. Схема управляемого генератора серии импульсов на элементах ИЛИ.

логического источника такого напряжения может быть использован выход логического элемента, все входы которого заземлены; число подключаемых входов к этому элементу должно быть в пределах нагрузочной способности данного элемента.

Допускается подключать до 20 неиспользуемых входов через резистор 1 кОм к источнику питания 5 В $\pm 5\%$.

Если у микросхем K155ЛР1 (KM155ЛР1), K155ЛР3 (KM155ЛР3) и K155ЛР4 (KM155ЛР4) не используется одна из схем ИЛИ, то ее входы необходимо заземлять. Неиспользуемые входы для подключения расширителей остаются незадействованными.

Запрещается подавать какие-либо электрические сигналы (подключать шины «питания» и «земля») к выходам микросхем, не используемым согласно принципиальной схеме.

Рекомендуемые схемы управления сериями и одиночными импульсами. На рис. 1-80, 1-81 приведены два варианта схемы управления сериями импульсов. Схема обеспечивает получение на выходе всех импульсов той длительности, которая имеется на входе, независимо от длительности управляющего сигнала $V1$ и от положения его переднего и заднего фронтов. При поступлении управляющего сигнала во время действия входного импульса данный импульс на выходе отсутствует и формирование серии начнется со второго импульса. При окончании управляющего сигнала во время действия входного импульса импульс на выходе продолжает формироваться, и только после окончания входного импульса

са прекращается формирование серии на выходе.

На рис. 1-82 приведена схема генератора одиночных импульсов, формирующая на выходе один инверсный импульс из серии входных импульсов при поступлении управляющего сигнала. Длительность вы-

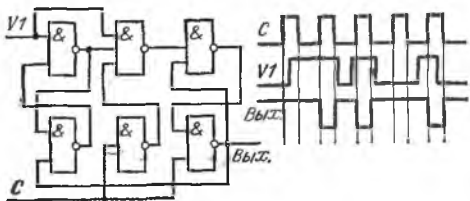


Рис. 1-82. Схема генератора одиночных импульсов.

ходного сигнала равна длительности положительного импульса входной серии и не зависит от момента поступления управляющего сигнала.

1-22. УНИФИЦИРОВАННЫЕ УЗЛЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Современный уровень развития БСУ характеризуется применением унифицированных комплексов электронных средств автоматики. Анализ различных систем управления отдельными объектами и технологическими процессами позволяет определить задачи — логические и вычислительные, которые встречаются достаточно часто. Это позволяет провести унификацию узлов систем управления и регулирования, которые и становятся основой агрегатных средств автоматики. Как правило, это законченные как функционально, так и конструктивно узлы с высокой степенью заводской готовности, причем отмечается четкая тенденция к функциональному и конструктивному укрупнению унифицированных узлов. Поскольку эти узлы должны выпускаться серийно заводами-изготовителями, одним из важнейших показателей эффективности их применения является экономичность и технологичность производства. Укрупнение унифицированных узлов повышает эффективность проектирования систем управления на этих узлах, хотя приводит к определенной избыточности аппаратуры. Унифицированные комплексы в качестве конструктивно-функциональной единицы используют, как правило, блок (субблок). Так организованы, например, комплексы КТС ЛИУС и УБСР-ДИ.

Комплекс КТС ЛИУС ориентирован на системы централизованного контроля и первичной обработки информации.

Комплекс УБСР-ДИ ориентирован на системы управления электроприводами, он разработан ВНИИЭлектроприводом (Мин-

электротехпром СССР) в содружестве с ВНИПИ Тяжпромэлектропроект (Минмон-тажспецстрой СССР).

В современных системах автоматического управления электроприводами задачи, решаемые с помощью бесконтактных систем, достаточно обширны. К этим задачам относятся:

обработка и преобразование информации, обращающейся в частотно-импульсной форме: счет, деление частоты, интегрирование, преобразования вида «частота — код», «частота — напряжение»;

обработка и преобразование информации, обращающейся в виде параллельных кодов (числовой информации): сложение, вычитание, сравнение, хранение в памяти, преобразования вида «код — код», «код — частота», «код — напряжение»;

аналого-цифровые преобразования вида «напряжение — частота», «напряжение — код»;

обработка и формирование числовой информации и дискретных сигналов управления: селекция и распределение входных и выходных сигналов управления и числовой информации, формирование числовых уставок с заданным темпом и т. п.;

согласование по уровню и усиление по мощности входных и выходных сигналов с их гальванической развязкой;

задание и индикация числовой информации.

Принципы организации унифицированных узлов систем управления рассматриваются на примере организации комплекса УБСР-ДИ.

Конструктивно-функциональной единицей с точки зрения проектирования в этом комплексе принят блок, а с точки зрения организации серийного производства на заводе-изготовителе в качестве начальной конструктивной единицы принимается ячейка. В комплексе УБСР-ДИ в качестве элементной базы приняты две серии интегральных микросхем К172 и К155, причем ячейки с микросхемами серии К172 обозначаются 1Я..., а ячейки с микросхемами К155, соответственно 2Я... Некоторые типы ячеек предназначены для работы как с ячейками первого типа, так и с ячейками второго типа и имеют обозначения Я...

В табл. 1-17 приведены типы ячеек групп 2Я... и Я...

В набор ячеек УБСР-ДИ входит и ряд специализированных ячеек.

Ячейки являются комплектующими изделиями для блоков (максимальное число мест для ячеек в блоке 10). Соединения между выводами разъемов ячеек выполнены в блоке печатным монтажом (объединяющая печатная плата блока). Схемы блоков организованы с учетом максимально возможной унификации, которая учитывает различные варианты использования блоков при неизменной схеме соединений. В этих случаях блоки выполняются в нескольких модификациях, которые отличаются только комплектацией ячеек. Часто, например в бло-

Таблица 1-17

Ячейки УБСР-ДИ общего назначения (второе исполнение 2Я...)

Тип ячейки	Наименование	Назначение
2Я101	Ячейка сумматора комбинационного универсального	Для алгебраического сложения двух четырехразрядных чисел, представленных в параллельном коде, без запоминания результата
2Я104	Ячейка счетчика не-реверсивного	Для счета числа импульсов, для работы в режиме делителя частоты, а также в режиме запоминающего регистра
2Я105	Ячейка счетчика ре-версивного	Для суммирования или вычитания числа, поступающего в унитарном коде, с числом, ранее записанным в ячейку в параллельном коде
2Я106	Ячейка регистра сдви-гающего	Для хранения числа, записанного в параллельном или последовательном коде, для сдвига информации влево или вправо
2Я107	Ячейка дискримина-тора кодов	Для сравнения по модулю двух чисел с выдачей одного из сигналов: больше, меньше, равно
2Я108	Ячейка синхрониза-тора	Для синхронизации входных асин-хронных сигналов импульсами такто-вой частоты, для выделения импуль-сов, соответствующих переднему и заднему фронтам синхронизирован-ного сигнала
2Я123	Ячейка сумматора на-капливающего	Для сложения с запоминанием ре-зультата или без него двух чисел в параллельном коде, а также цифро-вого интегрирования и преобразова-ния кода в частоту
2Я201; 2Я202; 2Я203; 2Я204; 2Я205	Ячейки логические	Для построения схем комбинаци-онной логики
2Я206	Ячейка логическая	Для организации схем с элемента-ми памяти, а также схем счетчиков с коэффициентами пересчета 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 16
Я301	Ячейка генератора эта-лонной частоты	Для получения импульсов эталон-ной частоты 1—5 МГц с возмож-ностью последующего деления, для получения двух последовательностей импульсов, сдвинутых на 180 эл. град.

Продолжение табл. 1-17

Тип ячейки	Наименование	Назначение
2Я302	Ячейки мультивибратора универсального	Для генерации непрерывной последовательности, серий или одиночных импульсов с широким диапазоном частот и длительностей
2Я401	Ячейка разделителя с входными реле	Для гальванической развязки, селекции и согласования по уровню напряжения входных сигналов контактной аппаратуры управления и устройств на интегральных микросхемах К155
2Я402	Ячейка разделителя дискретных сигналов	Для гальванической развязки, селекции и согласования по уровню напряжения бесконтактных входных сигналов
2Я403	Ячейка усилителя выходного	Для гальванической развязки и усиления по мощности выходных дискретных сигналов устройств на интегральных микросхемах К155
Я501	Ячейка дискриминатора напряжений	Для работы в режимах нуль-органа, порогового элемента, формирователя прямоугольных импульсов из сигналов произвольной формы
Я502	Ячейка преобразователя напряжение — частота	Для преобразования напряжения постоянного тока в пропорциональную ему частоту следования импульсов
Я503	Ячейка преобразователя частота — напряжение	Для преобразования последовательности входных импульсов в пропорциональное их частоте напряжение постоянного тока
Я504	Ячейка преобразователя код — напряжение	Для преобразования числа в двоичном или двоично-десятичном коде в пропорциональное этому числу напряжение постоянного тока
Я505	Ячейка изменения знака преобразователя код — напряжение	Для изменения полярности выходного сигнала преобразователя код — напряжение, а также для преобразования двоично-десятичного кода 8, 4, 2, 1 в двоично-десятичный код 2, 4, 2, 1
Я701	Ячейка переходная	Для контроля напряжений и токов сигналов устройств УБСР-ДИ в процессе наладки и эксплуатации комплектных устройств
2Я702	Ячейка монтажная	Для сборки схем на микросхемах К155 или дискретных компонентах с помощью проводного монтажа

ках, применяется числовой вход в нескольких вариантах: через гальваническую развязку, без нее, на жестко запаянных перемычках (жестко заданный код). Тогда в случае входа через гальваническую развязку не используются цепи без развязки, введенные на разъем; в случае входа без развязки не устанавливаются ячейки галь-

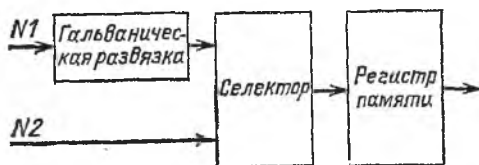


Рис. 1-83. Структурная схема блока Б101.

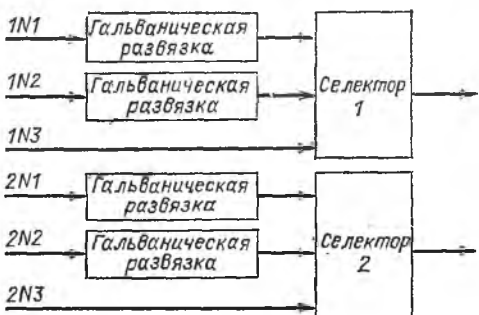


Рис. 1-84. Структурная схема блока Б111.

ванической развязки; если же в качестве входной величины необходим жестко заданный код, то на место ячеек гальванической развязки вставляют монтажные ячейки, в которых проводным монтажом собраны необходимые перемычки.

Ниже приведены примеры отдельных блоков УБСР-ДИ.

Блок регистра памяти входного Б101 (рис. 1-83) предназначен для приема с одного из двух направлений ($N1$, $N2$) шестнадцатиразрядного слова и хранения его в регистре памяти, причем по одному из направлений ($N1$) входные сигналы гальванически развязаны.

Пропуском информации с одного из двух направлений на вход регистра памяти управляет селектор.

Блок селектора входных сигналов Б111 (рис. 1-84) предназначен для селекции двух групп восьмизразрядных слов. В каждой группе осуществляется селекция входных сигналов с трех направлений ($1N1$, $1N2$, $1N3$, $2N1$, $2N2$, $2N3$), причем два из них имеют на входе гальваническую развязку. Схема блока позволяет организовать селектор на пять направлений. Для этого необходимо объединить выход селектора 1 с входом $2N3$, селектора 2, организовав со-

ответственно цепи управления селекторов 1 и 2 на разъемах блока.

По такому же принципу может быть организован селектор на большее количество направлений с использованием уже двух и более блоков.

Если необходимо организовать селектор шестнадцатиразрядной информации, то цепи

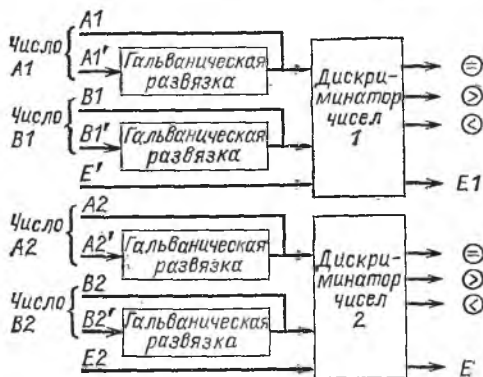


Рис. 1-85. Структурная схема блока Б123.

управления селекторов 1 и 2 объединяются на разъемах блока и тогда схема блока превращается в селектор шестнадцатиразрядных слов на три направления (два из них гальванически развязаны).

Такая организация блока позволяет использовать его совместно с блоком Б101 для увеличения числа направлений при селекции входной информации регистра памяти блока Б101.

Блок дискриминатора чисел Б123 состоит из двух дискриминаторов (рис. 1-85), каждый из которых предназначен для сравнения по модулю двух восьмизразрядных чисел ($A1$, $B1$, $A2$, $B2$) с выдачей одного из трех сигналов сравнения (равно, больше, меньше). Каждый из дискриминаторов имеет входные и выходные цепи расширения ($E1$, $E2$), которые позволяют на одном блоке организовать дискриминатор двух шестнадцатиразрядных чисел.

Блок комплектуется в нескольких модификациях:

- с ячейками гальванической развязки, когда входная информация требует гальванической развязки;

- без ячеек гальванической развязки;

- с монтажными ячейками вместо ячеек гальванической развязки для задания жестко заданных величин.

Например, требуется организовать два дискриминатора восьмизразрядных чисел, один из которых должен сравнивать число, поступающее от внешней аппаратуры (из другой системы или из другого комплектного устройства), с числом, вырабатываемым в данном устройстве, а второй — сравнивать число, поступающее из другого блока с жестко заданным значением.

В этом случае в блоке должна быть установлена ячейка гальванической развязки по входу $A1'$ (вход $A1$ не используется), а по входу $B1$ ячейка гальванической развязки не требуется (используется вход $B1$). У второго дискриминатора не устанавливается ячейка гальванической развязки по входу $A2'$ (используется вход $A2$), а по входу $B2$

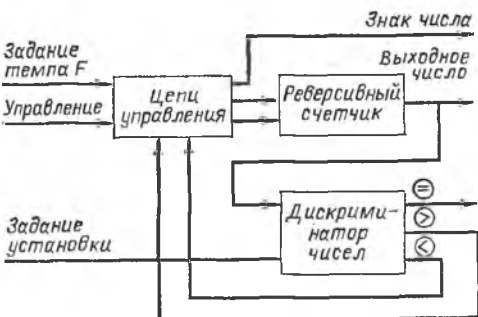


Рис. 1-86. Структурная схема блока Б122.

вместо ячейки гальванической развязки устанавливается монтажная ячейка, на которой запаиваются перемычки, организующие код заданного числа.

Блок формирователя чисел Б122 (рис. 1-86) предназначен для формирования выходного числа со знаком в параллельном двоичном или двоично-десятичном коде, изменяющегося во времени по линейному закону с заданным темпом до величины, равной заданному числу.

Изменения с заданным темпом могут производиться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения.

В состав блока входят: реверсивный счетчик, дискриминатор чисел и цепи управления. Цепи управления определяют режим работы счетчика: направление счета, автоматическую остановку при достижении заданного значения, хранение и изменение знака числа при переходе через 0. Темп изменения состояния счетчика определяется выбором частоты входного сигнала F . Блок находит широкое применение в качестве узла задания цифро-аналоговых регуляторов в системах автоматического управления и регулирования частотой вращения электропривода.

Блок дешифратора Б141 (рис. 1-87) предназначен для преобразования параллельного четырехразрядного двоичного кода в код «1 из 16» или декады двоично-десятичного кода 8, 4, 2, 1 в код «1 из 10».

На входе дешифратора включен селектор на четыре направления ($N1, N2, N3, N4$), пропускающий на вход дешифратора одно из четырех четырехразрядных слов, причем два из них проходят цепи гальванической развязки.

Блок используется для организации схем адресации.

Блок делителя частоты управляемого Б151. Каждый из двух автономных узлов блока (рис. 1-88) функционирует как делитель частоты с заданным коэффициентом деления или как счетчик заданного числа импульсов. Каждый узел выполнен в виде восьмиразрядного реверсивного счетчика с входными цепями управления и задания.

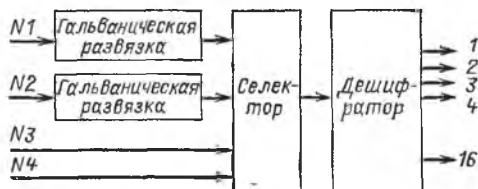


Рис. 1-87. Структурная схема блока Б141.

Режим работы определяется организацией цепей управления и зависит от конфигурации перемычек на разъемах блока. Цепи управления выполнены так, что путем замыкания соответствующих цепей первого и второго узла можно организовать шестнадцатиразрядный делитель частоты

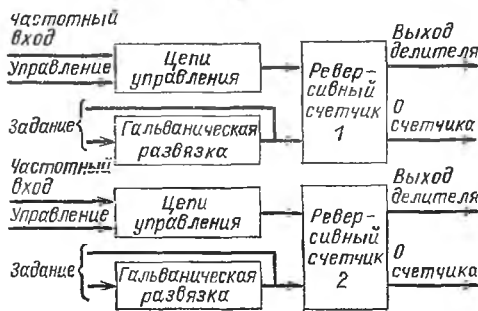


Рис. 1-88. Структурная схема блока Б151.

или счетчик импульсов (последовательное соединение узлов).

При режиме делителя частоты схема работает циклически, при этом в каждом цикле выполняются операции: запись параллельного кода задания в счетчик; счет по вычитаемому входу до нулевого состояния счетчика (списывание до нуля); выдача сигнала нулевого состояния, стробированного тактом входного частотно-импульсного сигнала.

При режиме счетчика заданного числа схема работает в старт-стоимом режиме, когда каждый цикл начинается по отдельной команде запуска и заканчивается выдачей сигнала нулевого состояния, означающего окончание подсчета заданного числа импульсов, поступающих на вход.

Счетчики могут работать как в двоичном, так и в двоично-десятичном коде.

Блок преобразователя код — частота Б152 (рис. 1-89) предназначен для преобразования двоичного или двоично-десятичного параллельного кода задания в частотно-импульсный сигнал, частота которого пропорциональна коду задания.

В состав блока входят две восьмиразрядные схемы преобразования, каждая из которых организована на накапливающем сумматоре, работающем в режиме циф-

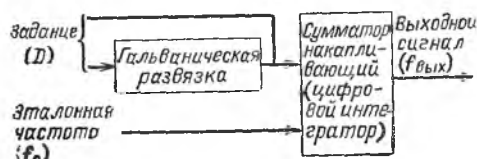


Рис. 1-89. Структурная схема блока Б152.

лового интегратора. Код задания (двоичный или двоично-десятичный) интегрируется накапливающим сумматором путем последовательного сложения на каждом такте эталонной частоты, поступающей на вход. Сигнал переполнения сумматора, стробированный тактовым импульсом эталонной частоты, является выходным, его частота подчиняется соотношению

$$f_{\text{вых}} = f_0 \frac{D}{S}, \quad (1-119)$$

где $f_{\text{вых}}$ — частота выходного сигнала; f_0 — частота эталонная; D — величина задания; S — полный объем сумматора.

Поясним это соотношение на примере двухдекадного преобразователя, работающего в двоично-десятичном коде (запись величин задания D и полного объема сумматора S в рассматриваемом выражении ведется в десятичном коде).

Полный объем двухдекадного преобразователя $S=100$. Обязательным условием правильного функционирования преобразователя является $D < S$.

Пусть $f_0 = 10^4$ Гц,

$$\text{тогда } f_{\text{вых}} = 10^4 \frac{D}{10^2} = 10^2 D \text{ Гц.}$$

При $f_0 = S$ частота выходного сигнала будет численно равна величине задания $f_{\text{вых}} = D$.

Как и во многих блоках, код задания может поступать через гальваническую развязку (если он поступает от внешних устройств), без гальванической развязки (если он поступает от внутренних цепей), а также задаваться жестко (вместо ячеек гальванической развязки вставляются монтажные ячейки с запаянными перемычками, организующими код задания).

Блок находит широкое применение в системах управления электроприводами как узел задания частотных сигналов, например как блок задания темпа.

Блок преобразователя частота — код Б153 организован по известной схеме измерения частоты следования прямоугольных импульсов путем подсчета числа импульсов входной частоты за единицу времени (рис. 1-90). Блок широко используется в системах управления электроприводами в качестве измерителя частоты вращения электродвигателей там, где устанавливаются импульсные датчики частоты вращения.

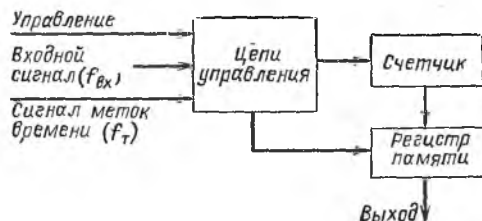


Рис. 1-90. Структурная схема блока Б153.

Блок генератора частотных сигналов Б301 предназначен для выработки ряда последовательностей частотных сигналов с кварцевой стабилизацией частоты, в том числе двух последовательностей импульсов, сдвинутых на 180 эл. град. В блоке могут быть организованы задержки импульсных сигналов. Формирование различных частот реализуется с помощью генератора с кварцевым резонатором на базовую частоту 1—5 МГц и последующего включения делителей частоты и преобразователя код — частота, входящих в состав блока.

Блок усилителей выходных сигналов Б403 предназначен для гальванической развязки и усиления по мощности выходных дискретных сигналов систем.

Блок преобразователя код — напряжение Б501 предназначен для преобразования входного числа в параллельном двоичном или двоично-десятичном коде в выходной сигнал напряжения постоянного тока, пропорциональный заданной входной величине. Блок находит широкое применение в цифро-аналоговых системах автоматического управления и регулирования в качестве узла перехода от цифровой части систем к аналоговой.

Приведенные выше примеры унифицированных блоков УБСР-ДИ не исчерпывают всей номенклатуры блоков этого комплекса, а лишь поясняют принципы его организации. Рассмотренная группа блоков может быть отнесена к блокам общего назначения, куда входят еще ряд функциональных блоков, а также унифицированные источники стабилизированного питания, цифровые индикаторы и датчики числовой информации. В номенклатуру блоков УБСР-ДИ входят блоки согласования с импульсными и кодовыми датчиками, с цифровым вольтметром, несколько специализированных блоков для позиционных систем регулирования и блок управления Б201.

Набор блоков УБСР-ДИ позволяет с той или иной степенью избыточности аппаратуры реализовать все известные цифровые и цифроаналоговые системы управления электроприводами, при этом принципы организации унифицированных блоков существенно облегчают проектирование таких систем и выдачу задания заводу-изготовителю.

Унифицированные узлы агрегатных средств автоматизации, как указывалось выше, призваны решать задачи, часто встречающиеся в практике организации систем управления. Все эти блоки служат в основном для обработки входной информации задания, сигналов датчиков, формирования и преобразования этой информации, раздачи по исполнительным устройствам и т. п.

В системах управления электроприводами немалый объем занимает и аппаратура, реализующая чисто управленческие задачи (реакции на соответствующие входные команды, формирование исполнительных сигналов, команд, блокировок и т. д.), и чем сложнее система управления, тем большую роль играет эта аппаратура. Унификация блоков управления является сложной задачей, поскольку у каждой системы свой алгоритм управления.

При традиционных методах жесткой схемной реализации алгоритмов управления унификация блоков управления возможна практически только конструктивная, при этом уровень унификации не может быть высоким. Так, в комплексе УБСР-ДИ блок управления Б201 строится по следующему принципу. В блоке предусматриваются места для нескольких ячеек гальванической развязки входов и для нескольких монтажных ячеек. На схеме соединений блока показывают все междужелобчатые связи, выполненные печатным монтажом (объединяющая печать блока). Проектирование узлов, реализующих алгоритм управления разрабатываемой системы, состоит из нескольких этапов:

разработка логической схемы на элементной базе данного комплекса (например, микросхемы К155);

компоновка элементов разработанной схемы в монтажных ячейках с учетом только тех связей между ячейками, которые заложены объединенной печатью блока управления Б201, что накладывает определенные ограничения и может приводить к увеличению количества блоков при недоиспользовании их полезного объема;

выдача задания заводу-изготовителю на изготовление ячеек управления (индивидуальные заказы) на основе монтажных ячеек комплекса УБСР-ДИ с микросхемами, соединенными проводным монтажом, и на компоновку и комплектацию этими ячейками блоков Б201.

Таким образом, принципы жестко организованных узлов управления снижают эффективность как проектирования, так и изготовления их на заводе. Поэтому в пер-

спективе такие узлы должны быть заменены узлами, построенными по принципу свободного программирования. Тогда заводы-изготовители будут выпускать стандартные устройства управления, а проектирование в этой части будет сводиться к разработке программы, которая должна быть введена в такое устройство на стадии испытаний комплектных устройств системы.

1-23. СВОБОДНО ПРОГРАММИРУЕМЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Все большее распространение получают свободно программируемые системы управления параллельного и последовательного действия.

К числу систем параллельного действия относятся системы типа УПМ-2, выпускаемые серийно электротехнической промышленностью. Система УПМ-2 построена на базе полупроводниковых приборов и герконовых реле. Отличительной чертой системы является неизменность ее внутренних соединений при использовании в узлах управления различными объектами. Система воспринимает входные сигналы от датчиков, командных аппаратов и выдает выходные сигналы, воздействующие на исполнительные органы. Взаимосвязь между входами и выходами реализуется с помощью матрицы. Необходимые логические функции реализуются с помощью установки диодных и бездиодных ключей в гнезда матрицы. Система УПМ-2 может применяться практически в любой отрасли промышленности. Особо выгодно применение УПМ в тех случаях, когда по условиям технологии приходится изменять программу работы системы управления. Применение УПМ-2 упрощает процесс проектирования. Готовится к серийному выпуску система УПМ-3, выполненная на базе интегральной техники, что должно повысить ее быстродействие, расширить функциональные возможности.

Ряд недостатков системы УПМ (относительно малое быстродействие, ограниченные функциональные возможности, большие габариты) ограничивает ее область применения.

В последнее время все большее распространение получают свободно программируемые системы управления последовательного действия (программируемые контроллеры ПК), реализующие основные принципы обработки логической информации, применяемые в ЭВМ. Использование ПК позволяет сокращать сроки проектирования и изготовления систем управления, изменять в процессе паладки и внедрения функции системы, повышает надежность и упрощает вопросы контроля исправности системы.

На рис. 1-91 приведена упрощенная структура ПК. Входные сигналы от командных аппаратов поступают в ПК через узел согласования С. Поступающие на вход сигналы могут быть с различными уровнями напряжения, в узле согласования они дол-

жны быть привязаны по уровню сигнала к внутренним уровням сигналов в ПК.

Для повышения помехоустойчивости работы ПК в узле согласования делается гальваническая развязка. Все сигналы от узла согласования поступают на вход коммутатора *K1*. Коммутатор производит поочередно выбор одного входного сигнала,

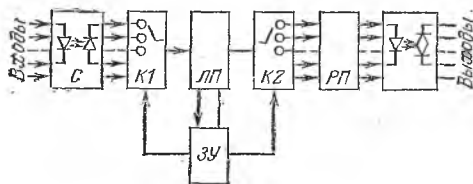


Рис. 1-91. Структурная схема программируемого контроллера.

соответствующего адресу, поступающему из запоминающего устройства *ЗУ*. Скоммутированный сигнал подается на вход логического процессора *ЛП*.

Логический процессор производит логические операции над последовательно поступающими на его вход сигналами. Вид логических операций задается командами, поступающими из *ЗУ*. По командам из *ЗУ* результат выполненных логических операций поступает через коммутатор выходных сигналов *K2* в регистр памяти *РП* и далее на выход системы через гальванически развязанный усилитель.

По окончании очередной выполненной операции процессор выдает адрес следующей строки программы, хранящейся в *ЗУ*.

Запоминающее устройство предназначено для хранения программы работы ПК. Запись программы в *ЗУ* производится с помощью специального программирующего устройства, которое не входит в комплект каждого ПК, а может обслуживать несколько систем. Выбор данных из *ЗУ* производится путем отсылки адреса слова (строки) из *ЛП*. По этому запросу *ЗУ* выдает адрес входа или выхода и команду, определяющую режим работы *ЛП*.

Устройство входа и выхода. Для обеспечения надежной работы ПК в промышленных условиях используют входные сигналы относительно высокого уровня (5—250 В) постоянного и переменного тока.

В узле согласования эти сигналы преобразуются во внутренние сигналы ПК. Узел согласования обычно выполнен по модульному принципу. Каждый модуль рассчитан на 2—16 входных сигналов. Общее число входных сигналов может достигать 1023. Выходы ПК предназначены для управления достаточно мощными аппаратами: контакторами большой величины, электромагнитами, а также двигателями малой мощности. Поэтому в качестве усилителей выходных сигналов используют преимуще-

ственно оптоуправляемые тиристоры и симисторы, обеспечивающие одновременно с усилением гальваническую развязку сигналов. Входное устройство также строится по модульному принципу с возможностью расширения количества входов.

Ряд иностранных фирм выполняет входные и выходные устройства расположенными на достаточно большом расстоянии от ПК, достигающем нескольких тысяч метров. В этом случае передача сигналов осуществляется последовательно по уплотненным кабельным каналам, что дает существенную экономию кабеля.

Запоминающее устройство является важнейшим узлом ПК, определяющим такие его характеристики, как надежность, объем логических операций, число входов и выходов, быстродействие и экономическую эффективность; *ЗУ* программируемого контроллера должно иметь: высокую надежность хранения информации при отсутствии питания, высокое быстродействие, большую информационную емкость при малых габаритах, возможность простого программирования и перепрограммирования. Оптимальным было бы использование в этом узле перепрограммируемых постоянных запоминающих устройств (ППЗУ); *ЗУ*, отвечающего полностью всем требованиям, в настоящее время нет, поэтому разные изготовители используют разные типы *ЗУ*. В ряде ПК используются магнитные постоянные *ЗУ* и магнитные оперативные *ЗУ*. Первые требуют перемонтажа при изменении программы, вторые — специальных мер для сохранения памяти при перерывах питания и в режиме считывания информации. Наиболее перспективны для использования в ПК полупроводниковые *ЗУ*, имеющие высокую надежность, большое быстродействие при малых габаритах и хорошее сопряжение с узлами ПК.

В ПК используются три типа постоянных программируемых *ЗУ*: *ЗУ* с выжиганием, с записью информации при изготовлении, *ЗУ* с электрической записью информации и со стиранием ультрафиолетовыми лучами. Последний тип является наиболее перспективным.

Логический процессор является специфическим узлом, характерным для ПК; выполняет две основные функции: производит логические операции над последовательно поступающими на его вход сигналами и управляет работой всех узлов ПК.

ПК кроме перечисленных узлов может содержать ряд дополнительных устройств: *ЗУ* для хранения промежуточных результатов, программируемые элементы времени, программируемые счетчики и т. п.

Функциональные возможности ПК определяют необходимую систему команд, которая для различных типов контроллеров разная. Система команд с их mnemonicскими обозначениями, а также правила использования команд составляют языки программирования ПК.

Программирование ПК заключается в преобразовании алгоритма работы системы управления в последовательность команд, записываемых в ЗУ.

Условия работы системы управления задаются в виде логических уравнений или «лестничных диаграмм» (цепочечных контактных схем).

Программирование осуществляется от специальных устройств (программаторов), являющихся переносной аппаратурой. Программирование может быть с ручным вводом, вводом с магнитных лент и перфолент. Переносное оборудование дает возможность осуществлять запись и корректировку программ ПК, контроль работы ПК, считывание программ, хранящихся в ЗУ ПК. Часто в состав переносного оборудования входит дисплей, позволяющий вести визуальный контроль процесса программирования и работы ПК.

Технические особенности ПК сводятся к следующему: системы строятся из ограниченного числа типовых узлов, выполненных на микроэлементной базе; программирование систем осуществляется не при изготовлении, а при применении, причем возможно изменение программ в процессе эксплуатации; проектирование сводится к написанию программы и выдаче спецификации на модули входа и выхода; имеется возможность: непрерывного и периодического контроля работы системы; моделирования системы управления с помощью ЭВМ; непосредственного сопряжения системы управления с управляющей вычислительной машиной.

Перечисленные особенности систем управления на базе ПК обусловили их использование при автоматизации электроприводов и технологических процессов во многих областях промышленности.

Д. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С МАГНИТНЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

1-24. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Магнитные усилители (МУ) в электроприводе используются в качестве регуляторов напряжения, усилителей сигналов, суммирующих устройств, устройств фазового управления ионными и полупроводниковыми преобразователями, реле, датчиков тока и напряжения. По выполняемым функциям и конструктивным исполнениям МУ различаются:

а) по способу осуществления обратной связи: с внешней обратной связью, с внутренней обратной связью (МУ с самонасыщением), со смешанной обратной связью, без обратной связи;

б) по виду статической характеристики: одноконтные (неревверсивные МУ), двухконтные (ревверсивные МУ);

в) по форме кривой выходного тока: с выходом на переменном токе, с выходом на постоянном токе, с выходом на однополупериодном токе;

г) по схеме включения: дроссели насыщения, однополупериодные МУ, однофазные МУ, трехфазные МУ, ревверсивные МУ.

Основные схемы включения магнитных усилителей

1. Дроссель насыщения (рис. 1-92). Однофазная схема (или одна ветвь трехфазной схемы) выполняется из двух дросселей, рабочие обмотки которых включены

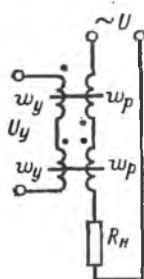


Рис. 1-92. Дроссель насыщения.

встречно-последовательно, а управляющие — согласно-последовательно. На основании закона равенства м. д. с. среднее значение тока управления связано со средним рабочим током соотношением $I_y w_y = I_p w_p$ независимо от напряжения питания, частоты и сопротивлений R_y и R_n . Из-за этого соотношения дроссель насыщения

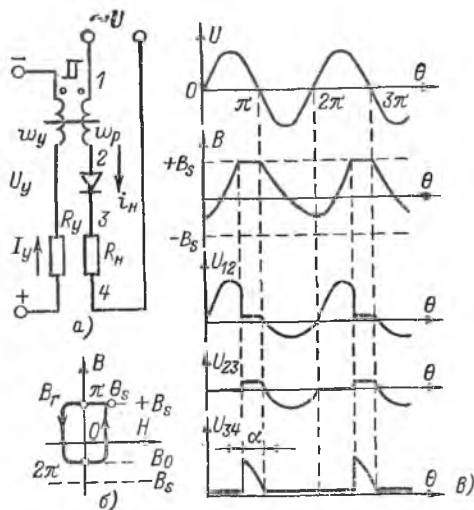


Рис. 1-93. Однополупериодный усилитель.

а — схема; б — частный цикл изменения магнитного состояния сердечника; в — характер изменения напряжений на отдельных участках схемы

может применяться как измерительный трансформатор постоянного тока, а при наличии ряда обмоток управления — как суммирующий МУ.

2. Однополупериодный МУ (рис. 1-93) является составным элементом более сложных схем однофазных и трехфазных МУ с самонасыщением. Состоит из одного сердечника с рабочей и управляющей обмотками и рабочей цепи с вентилем и нагрузкой (рис. 1-93, а). Благодаря вентилю ток нагрузки всегда содержит постоянную составляющую. В течение отрицательного полупериода действует только цепь управления и поток в сердечнике устанавливается только под воздействием напряжения на обмотке управления. Это позволяет получить значительно большее усиление по мощности и быстрейшее по сравнению со схемой дросселя насыщения.

Магнитное состояние сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса ($B_s = B_s$) при некотором установившемся сигнале управления изменяется по частному циклу (рис. 1-93, б). По мере увеличения напряжения питания индукция возрастает до индукции насыщения $+B_s$. Напряжение питания практически полностью прикладывается к рабочей обмотке МУ (рис. 1-93, в). В момент насыщения сердечника ($B = B_s$) напряжение на рабочей обмотке МУ падает, почти все напряжение питания прикладывается к нагрузке и в рабочей цепи начинает протекать значительный ток. В начале отрицательного полупериода вентиль запирается и отключает рабочую обмотку от напряжения питания. Индукция под воздействием тока управления, действующего в противоположном направлении по сравнению с рабочим током, начинает уменьшаться, стремясь к $-B_s$. В конце отрицательного полупериода индукция снова становится равной B_0 . С изменением полярности напряжения питания вентиль начинает проводить намагничивающий ток и действие схемы повторяется. Момент насыщения сердечника и, следовательно, угол проводимости α и среднее значение тока нагрузки определяются начальным значением индукции B_0 , а значит и соответствующим ему значением тока управления I_y . При увеличении тока управления до значения, достаточного для полного размагничивания сердечника, ток нагрузки уменьшится до минимума. Для получения более удобной зависимости «вход—выход» применяется дополнительная обмотка управления (обмотка смещения), в которую подается ток соответствующей полярности. В этом случае размагничивание сердечника в управляющий полупериод будет определяться разностью токов смещения и управления.

3. Однофазный МУ (рис. 1-94) состоит из двух однополупериодных МУ с самонасыщением, каждый из которых работает как управляемый выпрямитель, питающий нагрузку в течение своего полупериода. В зависимости от выполняемых функций МУ его характеристики, в том числе и ко-

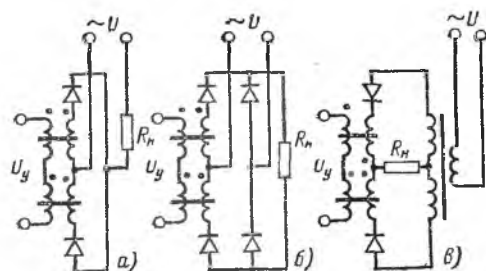


Рис. 1-94. Однофазный усилитель.

а — с выходом на переменном токе; б и в — с выходом на постоянном токе.

эффициент усиления, могут быть изменены введением внешней положительной или отрицательной обратной связи по току или по напряжению.

4. Трехфазный МУ (рис. 1-95) позволяет обеспечить равномерную нагрузку фаз питающей сети, увеличить выходную мощность в единице объема и получить малый коэффициент пульсации постоянного тока. МУ с выходом на постоянном токе при наличии нагрузки с большой индуктивностью выполняются по схеме с вынесенным выпрямительным мостом (рис. 1-95, а) или по мостовой схеме с шунтирующим обратным ди-

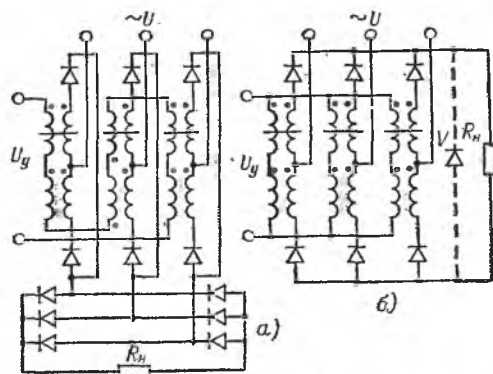


Рис. 1-95. Трехфазный усилитель.

одом (рис. 1-95, б). В этом случае разряд накопленной электромагнитной энергии происходит через выпрямители, не влияя на работу дросселей МУ. Следует отметить, что в трехфазных МУ в каждой паре обмоток управления, относящихся к одной фазе, индуктируются четные гармоники э. д. с., сдвинутые по фазе на $2\pi/3$ и $4\pi/3$ относительно этих же гармоник э. д. с. других пар обмоток управления. Поэтому при последовательном соединении всех обмоток управления (рис. 1-95, а) эти гармоники взаимно компенсируются и усилитель практически работает

в режиме подавленных четных гармоник тока. Такой режим приводит к существенной нелинейности зависимости «вход — выход». Основное достоинство последовательного соединения обмоток управления заключается в том, что конструктивно они могут быть выполнены в виде одной общей обмотки, охватывающей все сердечники. При параллельном соединении отдельных пар обмоток управления (рис. 1-95, б) четные гармоники тока свободно циркулируют по этим обмоткам независимо от сопротивления входной цепи. Это улучшает линейность характеристики «вход — выход». Однако при параллельном соединении обмоток управления увеличивается инерционность МУ.

5. Реверсивный МУ (рис. 1-96). В электроприводе наибольшее распространение получили мостовые схемы реверсивных МУ, обеспечивающие повышенный к. п. д. по сравнению с другими известными реверсивными МУ. В основу этих усилителей положен мост, плечами которого являются пере-

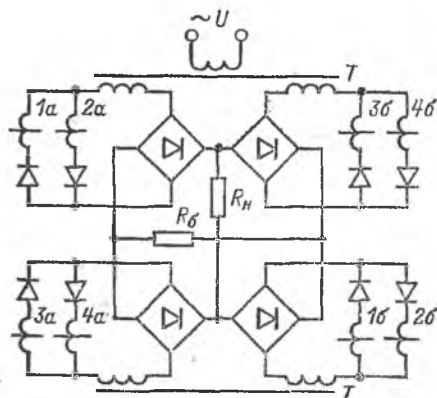


Рис. 1-96. Реверсивный усилитель.

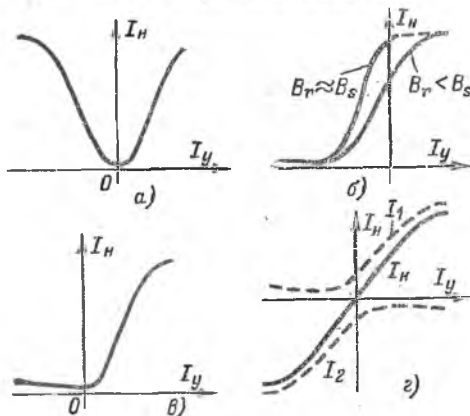


Рис. 1-97. Типичные характеристики «вход — выход».

а — дросселя насыщения; б — МУ с самонасыщением; в — МУ с дельтой смещения; г — реверсивного МУ.

версивные однофазные или трехфазные МУ с выходом на постоянном токе, включенные на общую нагрузку, и балластный резистор, причем сопротивление его выбирается примерно равным по значению сопротивлению нагрузки. При работе усилителя с сигналом на входе ток I_1 (рис. 1-97) одного нереверсивного МУ растёт, а ток I_2 другого уменьшается и на выходе устанавливается соответствующий ток нагрузки I_n , мгновенное значение которого $i_n = i_1 - i_2$. При отсутствии сигнала на входе $i_1 = i_2$ и ток на выходе равен нулю. Ток в балластном резисторе R_b мало зависит от сигнала на входе, его мгновенное значение $i_b = i_1 + i_2$. Коэффициент полезного действия мостовых усилителей с учетом потерь в балластном резисторе, вентиле и дросселях составляет 30—40%. На рис. 1-96 показана схема однофазного реверсивного усилителя, выполненного на двух нереверсивных МУ. Нереверсивные МУ, входящие в состав усилителя, имеют расщепленные рабочие обмотки 1а и 1б, 2а и 2б и т. д. и соответственно по две цепи питания и выпрямителей. Мостовая схема составлена включением выходных цепей нереверсивных МУ в противоположные плечи моста.

1-25. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С МАГНИТНЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Проектирование электроприводов с магнитными усилителями включает следующие этапы: определение параметров нагрузки и выбор схемы МУ; анализ влияния формы кривой выходного напряжения на работу нагрузки; анализ влияния электрических характеристик нагрузки на работу выходного каскада; расчет статического режима работы привода, из которого определяется требуемый коэффициент усиления МУ и анализ динамических характеристик МУ.

При использовании МУ для питания разного рода нагрузок (обмотки возбуждения генераторов и двигателей, электромагнитные муфты, электромагниты, управляющие обмотки более мощных МУ) необходимо учитывать взаимодействие усилителя и нагрузки. Обычными мерами по устранению влияния нагрузки на работу МУ являются: при индуктивной нагрузке — применение схем с вынесенными выпрямителями или включениями обратного вентиле, шунтирующего нагрузку (рис. 1-95); при питании управляющих обмоток более мощного МУ — включение параллельно нагрузке развязывающих конденсаторов.

Эффективность однофазных схем МУ с выходом на постоянном токе до некоторой степени снижается из-за большого значения отношения максимального напряжения усилителя к его среднему значению. При больших мощностях выхода желательно применять трехфазную схему, так как в

ней указанное отношение и относительное значение переменных составляющих меньше. В трехфазной схеме при той же самой мощности выхода потери в самом усилителе и нагрев нагрузки меньше.

Если требуется получить более высокий коэффициент усиления, чем тот, который возможен для одного усилителя, то схемы могут быть соединены в каскад. Иногда целесообразно увеличить число каскадов МУ для снижения его инерционности. Кроме того для повышения быстродействия усилителя часто в схемах предварительных и суммирующих МУ предусматривается повышенная частота питания 400, 1200 Гц.

1-26. ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя (рис. 1-98). Управление электроприводом осуществляется от задающего потенциометра RP , на который подается выпрямленное напряжение от силовой сети. В зависимости от требований технологического процесса цепи управления могут быть выполнены и на базе других устройств, например источника стабильного напряжения; задающего сельсина, работающего в трансформаторном режиме. Для получения жестких механических характеристик электродвигателя на вход МУ подаются сигналы обратной связи: положительной по току (обмотка ω_3) и отрицательной по на-

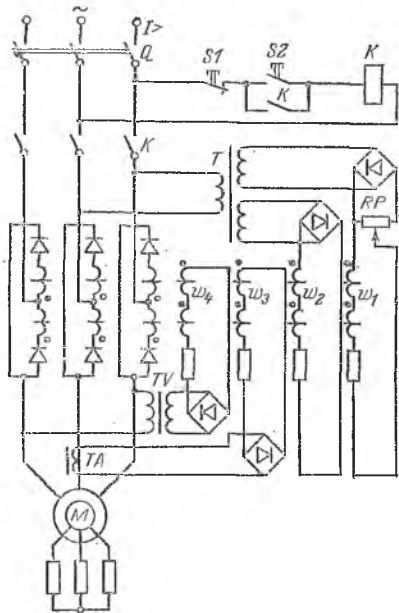


Рис. 1-98. Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя трехфазным магнитным усилителем в цепи статора.

пряжению (обмотка ω_4). Кроме того, усилитель имеет узел смещения, необходимый для выбора режима его работы (обмотка ω_2).

Регулирование возбуждения машин постоянного тока (рис. 1-99). Основная часть мощности, требуемая для возбуждения машины, берется от постороннего источника, а МУ используется лишь для корректирова-

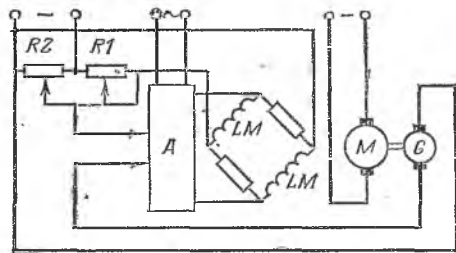


Рис. 1-99. Регулирование частоты вращения двигателя постоянного тока с магнитным усилителем A в цепи возбуждения.

ния тока возбуждения. Для этой цели две полуобмотки возбуждения LM двигателя включены по мостовой схеме, а шунтовой регулятор $R1$ и задающий потенциометр $R2$ механически связаны. Обратная связь по частоте вращения подается от тахогенератора G в общую обмотку управления МУ. В простейшем регуляторе может быть применен однофазный неререверсивный МУ. Однако применение реверсивного МУ обеспечивает лучшее быстродействие привода как при набросе, так и при сбросе нагрузки.

Датчики тока. В системах автоматического регулирования промышленных установок для измерения постоянных токов и для осуществления обратных связей по току в качестве датчиков тока можно применить дроссели насыщения (рис. 1-100), которые конструктивно отличаются от обычных МУ тем, что их обмотка управления выполнена в виде одного витка (шины), по которому протекает измеряемый постоянный ток. Такая конструкция датчика дает возможность преобразовать значительные токи в более доступные и удобные для измерения величины без больших потерь и позволяет изолировать цепи измерения от главных цепей. Эти МУ работают в режиме вынужденного намагничивания, поэтому выпрямленный ток на их выходе повторяет без запаздывания все изменения измеряемого тока. Пределы измерения датчика определяются линейным участком характеристики «вход — выход», для которого справедливо равенство м. д. с., создаваемых токами рабочей обмотки и обмотки управления. Однофазный датчик (рис. 1-100, а), обычно называемый трансформатором постоянного тока, широко применяется в измерительной технике для измерения больших значений постоянного тока. В системах

регулирования с обратными связями по току находят применение трехфазный (рис. 1-100, б) и двухфазный (рис. 1-100, а) датчики. Основным достоинством этих датчиков являются минимальные пульсации выпрямленного выходного тока, что дает возможность преобразовать измеряемые токи с минимальными искажениями без применения сглаживающих фильтров.

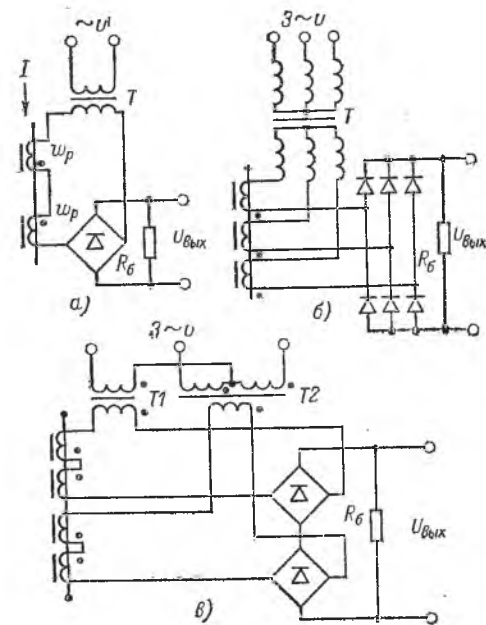


Рис. 1-100. Дроссель насыщения в качестве датчика тока.

Управление тиристорами. На рис. 1-101 показана схема управления тиристором с однополупериодным МУ. Изменением управляющего напряжения U_y можно управлять значением индукции, до которой размагни-

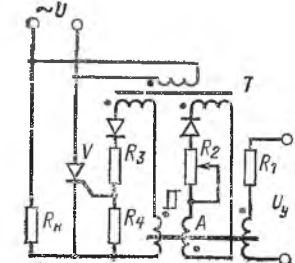


Рис. 1-101. Управление тиристором от однополупериодного усилителя.

чивается сердечник усилителя А во время отрицательного полупериода, и тем самым изменять фазовый угол отпирания тиристора во время положительного полупериода. Для выбора начального угла насыщения МУ, соответствующего закрытому состоянию тиристора, предусмотрена обмотка смещения, уровень тока в которой устанавливается с помощью резистора R2. Быстродействие МУ

определяется временем запаздывания, не превышающим периода питающего напряжения.

Е. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

1-27. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

1. Основные определения

Электрическим вентилям называется идеализированный двухполюсный нелиней-

Таблица 1-18

Буквенные обозначения силовых полупроводниковых приборов (ГОСТ 20859-79) и их условные графические обозначения в схемах (ГОСТ 2.730-73)

Вид и подвид прибора	Буквенное обозначение типа	Условное графическое обозначение в схемах
Выпрямительный диод (диод) Быстровосстанавливающийся диод	Д ДЧ	
Тиристор Тиристор, проводящий в обратном направлении Быстровыключающийся тиристор	Т ТП ТЧ, ТПЧ	
Быстровключающийся тиристор Быстродействующий тиристор Тиристор-диод	ТИ, ТПИ ТБ, ТПБ ТД	
Тиристор лавинный	ТЛ	
Фототиристор	ТФ	
Тиристор оптронный	ТО	
Тиристор симметричный	ТС	

ный выпрямительный элемент электрической цепи, не имеющий сопротивления при одной полярности напряжения и проводимости при противоположной полярности.

Наиболее близкие свойства к свойствам электрического вентиля имеет выпрямительный диод. В его электрической схеме замещения основную роль играет электрический вентиль. Этот прибор ранее назывался полупроводниковым вентиляем.

Полупроводниковый управляемый прибор — тиристор — кроме электрического вентиля имеет в своей электрической схеме замещения другой нелинейный элемент — электрический ключ, замыкаемый в функции тока управления.

Симметричный тиристор действует как встречно-параллельно соединенная пара тиристоров. Поэтому он содержит в своей

электрической схеме замещения вентили, но называется не вентилем, а вентильным прибором, так как не имеет явно выраженного выпрямительного действия.

В промышленных вентильных электроприводах для управления электрической энергией и для ее преобразования применяются силовые полупроводниковые приборы, к числу которых относятся полупроводниковые приборы, имеющие максимально допустимый средний или действующий ток 10 А и более. Виды силовых полупроводниковых приборов и их буквенные обозначения приведены в табл. 1-18.

2. Условные обозначения силовых полупроводниковых приборов

Условное обозначение диода имеет вид:

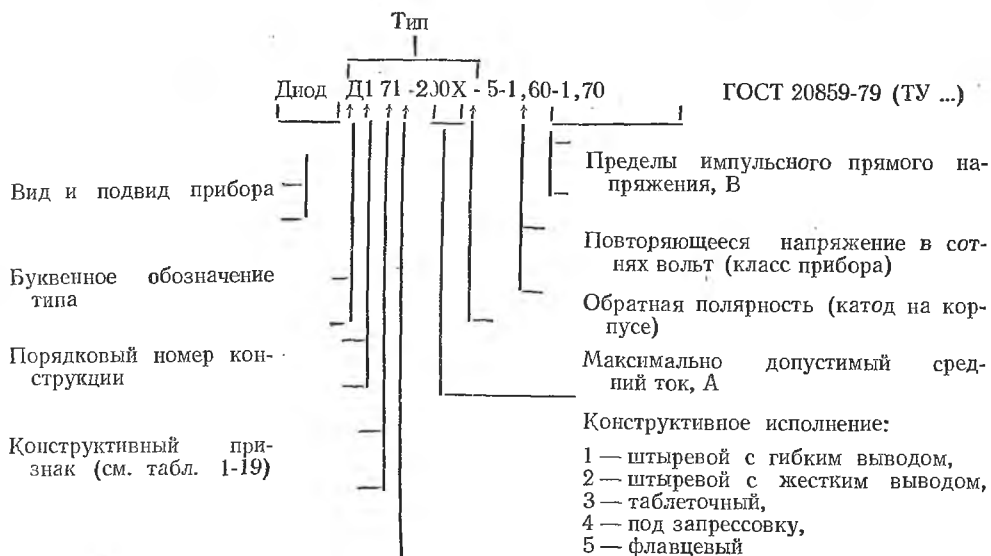


Таблица 1-19

Цифровые обозначения групп и конструктивных модификаций силовых полупроводниковых приборов

Группа, модификация	$(du/dt)_з$	$(du/dt)_{ком}$	$t_{вык}$	$t_{о,в}$	l	d
	не менее, В/мкс	не менее, В/мкс	не более, мкс	не более, мкс	мм	мм
0	Не нормируется			—	—	—
1	20	2,5	63	5,0	11	—
2	50	4,0	50	4,0	14	40
3	100	6,3	40	3,2	17	52
4	200	10	32	2,5	22	58
5	320	16	25	2,0	27	73
6	500	25	20	1,6	32	85
7	1000	50	16	1,0	41	105
8	1600	100	12,5	0,63	—	125
9	2500	200	8	0,4	—	—

Группы тиристоров и диодов по критической скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии $(du/dt)_з$, по критической скорости нарастания коммутационного напряжения $(du/dt)_{ком}$, по времени выключения $t_{вык}$, по времени обратного восстановления $t_{о,в}$ (для диодов) и модификации по размеру шестигранника под ключ l для штыревых приборов и диаметру корпуса d для приборов таблеточного исполнения приведены в табл. 1-19.

Условное обозначение тиристора имеет вид:

Тип	
Тиристор быстровыключающийся	ТЧ 1 3 3 -500-8-32
Вид и подвид	
Буквенное обозначение типа	
Порядковый номер конструкции	
Конструктивный признак (см. табл. 1-19)	
Конструктивное исполнение (как для диода)	
Максимально допустимый средний ток, А (действующий ток — для ТС)	
Повторяющееся напряжение в сотнях вольт (класс прибора)	
Группа по критической скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии	
Группа по критической скорости нарастания коммутационного напряжения	
Группа по времени выключения	
Пределы по импульсному напряжению в открытом состоянии, В	

ГОСТ 20859-79 (ТУ ...)

1-28. СИЛОВЫЕ СХЕМЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1. Нереверсивные преобразователи

Все схемы делятся на нулевые (однотактные) и мостовые (двухтактные). Нулевые и мостовые схемы могут быть простыми и сложными (рис. 1-102).

Вентили объединяются катодами, образуя катодную группу, или анодами, образуя анодную группу.

В нулевой схеме нагрузка подключается к нулевой точке трансформатора, что и обусловило название схемы.

Мостовая схема, как это видно из рис. 1-103, а и в, эквивалентна последовательному включению двух нулевых схем, из которых одна является катодной, а вторая анодной (рис. 1-103, б и г). Нагрузка включается между общими точками катодной и анодной групп, а источник питания (в частности, обмотка трансформатора на рис. 1-103) в диагональ моста, образованного вентильми.

Мостовые схемы, содержащие только управляемые вентили, называются симметричными, а содержащие управляемые и неуправляемые вентили — несимметричными или полуправляемыми.

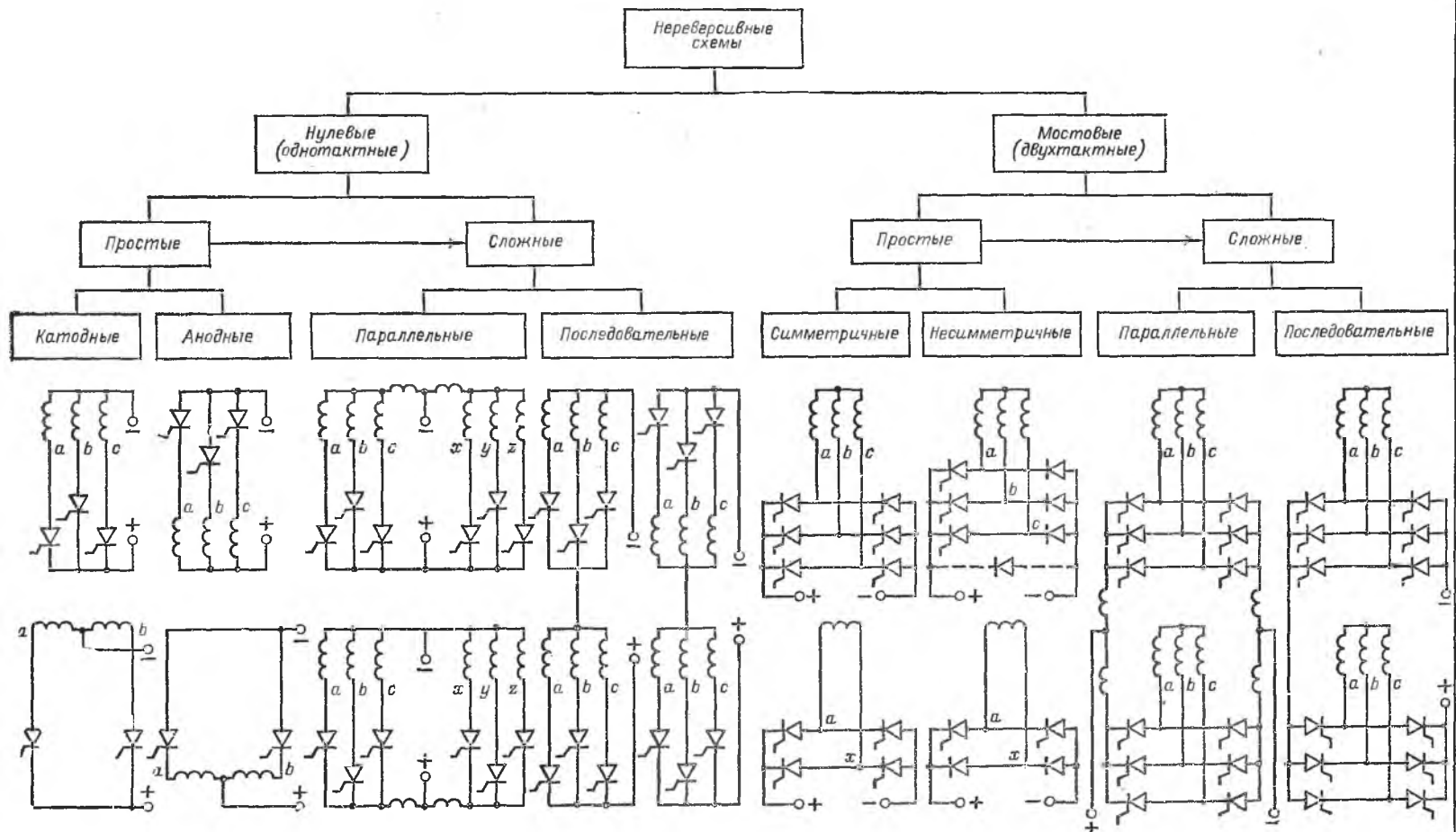
Сложные нулевые и мостовые схемы состоят из параллельного или последовательного соединения простых схем. При параллельном соединении применяют уравни-

тельные реакторы, которые служат для выравнивания мгновенных значений напряжений двух сдвинутых по фазе систем (рис. 1-104). Нагрузка подключается к средней точке реакторов, при этом э. д. с. индуктивности одного плеча реактора складывается с э. д. с. фазы одной системы, а э. д. с. другого плеча вычитается из э. д. с. фазы второй системы. Уравнивательные реакторы могут включаться как между положительными, так и отрицательными зажимами параллельно соединенных схем (рис. 1-102).

Выпрямительный режим. Выпрямление предназначено для преобразования переменного тока в постоянный и заключается в том, что нагрузка циклически переключается с одной фазы источника переменного напряжения на другую. Такое переключение, осуществляемое вентильми, называется коммутацией.

В неуправляемом выпрямителе в каждый момент времени проводит тот вентиль, у которого выше потенциал анода. Очередной вентиль начинает проводить в точке естественного отпирания (например, В на рис. 1-105, а, б).

В управляемом выпрямителе отпирание очередного вентиля в общем случае производится со сдвигом на угол регулирования α по отношению к точке естественного отпирания (рис. 1-105). Поэтому в интервале $0-\alpha$ проводит вентиль, у которого потенциал анода ниже, чем у вентиля, который отпирется при угле α .



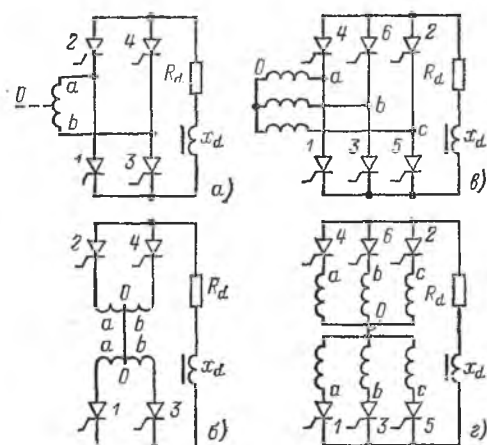


Рис. 1-103. Мостовая схема.

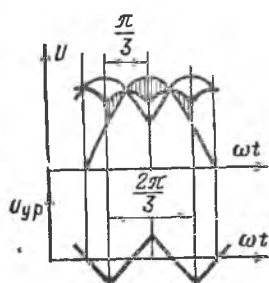


Рис. 1-104. Диаграммы напряжений в схеме с уравнивающим реактором.

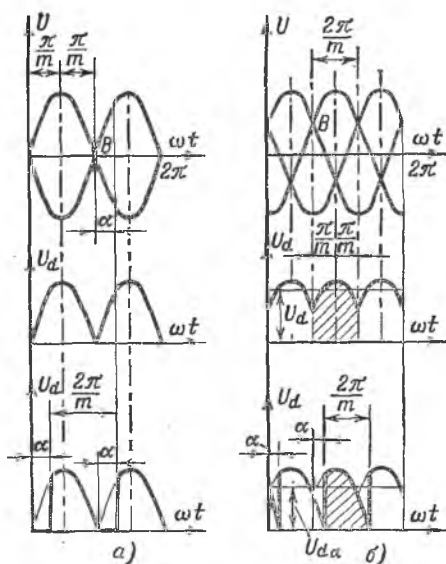


Рис. 1-105. Диаграммы напряжений.

а — однофазная схема; б — трехфазная схема.

Выпрямленным напряжением u_d называется напряжение между положительным и отрицательным зажимами выпрямителя. Выпрямленным током i_d называется ток нагрузки выпрямителя, проходящий от положительного его зажима к отрицательному.

Заданными обычно бывают средние значения выпрямленного напряжения U_d и выпрямленного тока I_d . Выпрямленное напряжение пульсирует, причем число пульсаций p за период зависит от числа фаз m вторичной обмотки трансформатора и схемы соединения вентилей.

Для простых нулевых схем $p=m$, для простых симметричных мостовых схем, эквивалентных последовательному соединению анодной и катодной нулевых схем, $p=2m$. В несимметричных мостовых схемах число пульсаций при увеличении угла α меняется от $p=2m$ до $p=m$.

Для сложных нулевых и мостовых схем, состоящих из параллельного или последовательного соединения n простых схем, напряжения питания которых сдвинуты по фазе на угол $2\pi/mn$, $p=nm$. Например, для схемы две обратные звезды с уравнивающим реактором $n=2$, $m=3$ и $p=6$.

Для всех схем период пульсации составляет $2\pi/p$. Если $p=m$, то период пульсации $2\pi/m$; если $p=2m$, то период пульсации π/m . Длительность отпертого состояния вентилей при непрерывном токе нагрузки и отсутствии индуктивного сопротивления x_a в питающей сети переменного тока $\lambda=2\pi/m$.

Среднее значение выпрямленного напряжения U_d равно высоте прямоугольника с основанием, равным длительности периода пульсации, и с площадью, равной площади, заштрихованной на рис. 1-105, б.

Если принять, что $x_a=0$ и ток нагрузки сложен ($x_a=\infty$), то для нулевой схемы при $\alpha=0$

$$U_{d,0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{m} = a U_{2\phi},$$

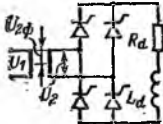
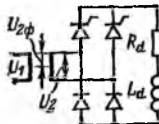
где $a = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}$; $U_{2\phi}$ — действующее

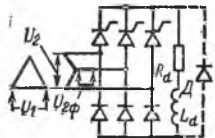
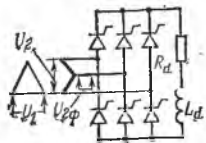
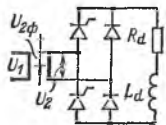
значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Для мостовой схемы при том же значении $U_{2\phi}$ величина $U_{d,0}$ в 2 раза выше, так как эта схема эквивалентна последовательному включению двух нулевых схем. Поэтому коэффициент a также будет в 2 раза

больше: $a = \frac{2m}{\pi} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}$.

Расчетные коэффициенты мостовых схем

Название схемы	Схема	Закон регулирования напряжения			Коэффициент напряжения		
		Активная нагрузка		Индуктивная нагрузка (непрерывный режим)	выпрямленного	обратного и прямого	
		непрерывный режим	прерывистый режим			k_{01}	k_{02}
1	2	3	4	5	6	7	8
Однофазная симметричная мостовая		$U_{d,0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{d,0} \cos \alpha$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ 0,9	$\frac{\pi}{2}$ 1,57	$\sqrt{2}$ 1,41
					$\frac{4\sqrt{2}}{\pi}$ 1,8		
Однофазная несимметричная мостовая		$U_{d,0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$					



$$U_{d,0} \cos \alpha$$

при $\alpha < \pi/3$

$$U_{d,0} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{6} - \alpha \right) \right]$$

при $\alpha > \pi/3$

$$U_{d,0} \cos \alpha$$

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi}$$

1,35

$$\frac{\pi}{3}$$

1,045

$$\sqrt{2}$$

1,41

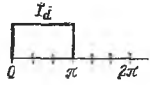
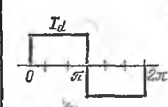
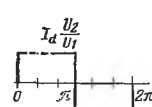
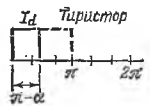
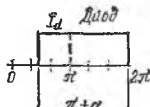
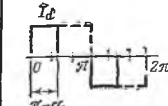
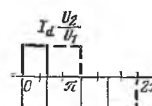
$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi}$$

2,34

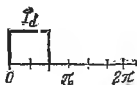
$$U_{d,0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Трёхфазная
симметрич-
ная мостовая

Трёхфазная
несиммет-
ричная мо-
стовая

Название схемы	Коэффициент тока							Коэффициент типовой мощности трансформатора $\frac{k_T}{k_T P_{d,0}} = \frac{S_T}{k_T P_{d,0}}$	Коэффициент наклона внешней характеристики A $\frac{\Delta U_{\gamma}}{I_d x_a}$	
	вентилля			вторичной обмотки трансформатора (линейный)		первичной обмотки трансформатора (линейный)				
	Форма тока	среднего k_B $I_B = k_B I_d$	действующего $k_{B,Д}$ $I_{B,Д} = k_{B,Д} I_d$	форма тока	k_2 $I_2 = k_2 I_d$	форма тока	k_1 $I_1 = k_1 \frac{U_2}{U_1} I_d$			
1	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Однофазная симметричная мостовая		$\frac{1}{2}$ 0,5	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		1,0		1,0	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ 1,11	0,35	$\frac{2}{\pi}$ 0,636
Однофазная несимметричная мостовая	 	$\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi}$ $\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi + \alpha}{\pi}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{\pi}}$ $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\pi + \alpha}}{\sqrt{\pi}}$		$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{\pi}}$ $\frac{\sqrt{\pi + \alpha}}{\sqrt{\pi}}$		$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{\pi}}$ $\frac{\sqrt{\pi + \alpha}}{\sqrt{\pi}}$			

Трехфазная
симметрич-
ная мостовая

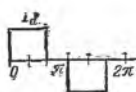


$$\frac{1}{3}$$

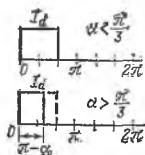
$$0,33$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$0,58$$



Трехфазная
несиммет-
ричная мо-
стовая



$$\frac{1}{3}$$

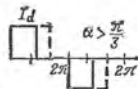
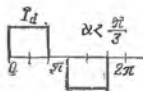
$$0,33$$

$$\frac{\pi - \alpha}{2\pi}$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}}$$

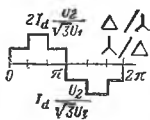
$$0,58$$

$$\frac{\sqrt{\pi - \alpha}}{\sqrt{2\pi}}$$



$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

0,82



$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

0,82

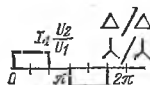
$$\frac{\pi}{3}$$

1,045

$$\frac{3}{\pi}$$

0,955

0,5

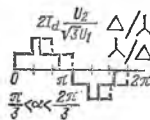


$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

0,82

при

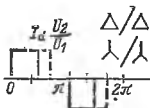
$$\alpha < \frac{\pi}{3}$$



$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

0,82

$$\text{при } \alpha < \frac{\pi}{3}$$



Расчетные коэффициенты нулевых схем

Название схемы	Схема	Закон регулирования напряжения			Коэффициент напряжения			
		Активная нагрузка		Индуктивная нагрузка (непрерывный режим)	Выпрямленного α $U_{d,0} = aU_{2\phi}$	обратного и прямого		
		непрерывный режим	прерывистый режим			k_{01} $U_{обр,м} = k_{01} U_{d,0}$ $U_{пр,м} = k_{01} U_{d,0}$	k_{02} $U_{обр,м} = k_{02} U_{2\phi}$ $U_{пр,м} = k_{02} U_{2\phi}$	
1	2	3	4	5	6	7	8	
Двухфазная нулевая (однофазная двухполупериодная)		$U_{d,0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$		$U_{d,0} \cos \alpha$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	π	$2\sqrt{2}$	
					0,9	3,14	2,82	
Трехфазная нулевая		$U_{d,0} \cos \alpha$ при $\alpha < \pi/6$	$\frac{U_{d,0}}{\sqrt{3}} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \right]$ при $\alpha > \pi/6$	$U_{d,0} \cos \alpha$	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\sqrt{6}$	
					1,17	2,09	2,45	
						$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\sqrt{6}$
Трехфазная две образные звезды с уравнительным реактором		$U_{d,0} \cos \alpha$ при $\alpha < \pi/3$	$U_{d,0} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{6} - \alpha \right) \right]$ при $\alpha > \pi/3$	$U_{d,0} \cos \alpha$	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\sqrt{6}$	
					1,17	2,09	2,45	

0,02

Название схемы	Коэффициент тока						Коэффициент типовой мощности трансформатора k_T ($S_T = k_T P_{d,0}$)	Коэффициент наклона внешней характеристики		
	ВЕНТИЛЯ			вторичной обмотки трансформатора (линейный)		первичной обмотки трансформатора (линейный)		Λ	$\frac{\Delta U_T}{I_d x_a}$	
	форма тока	среднего $k_{в,п} I_d$ $I_{в,п} = k_{в,п} I_d$	действующего $k_{в,п} I_d$ $I_{в,п} = k_{в,п} I_d$	форма тока	$I_2 = k_2 I_d$	форма тока	$I_1 = k_1 \frac{U_2}{U_1} I_d$			
1	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Двухфазная нулевая (однофазная двухполупериодная)		$\frac{1}{2}$ 0,5	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71		1,0	$\frac{\pi}{4\sqrt{2}} \times$ $\times (1 + \sqrt{2})$ 1,34	0,35	$\frac{1}{\pi}$ 0,318
Трехфазная нулевая		$\frac{1}{3}$ 0,33	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82	$\frac{\pi (\sqrt{3} + \sqrt{2})}{3\sqrt{6}}$ 1,345	0,87	$\frac{3}{2\pi}$ 0,477
		$\frac{1}{3}$ 0,33	$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{1}{\sqrt{3}}$ 0,58		$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ 0,82	$\frac{\pi (1 + \sqrt{2})}{3\sqrt{3}}$ 1,46		
Трехфазная две обратные звезды с уравнительным реактором		$\frac{1}{6}$ 0,17	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$ 0,29		$\frac{1}{2\sqrt{3}}$ 0,29		$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71	$\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3\sqrt{2}}$ 1,26	0,5	$\frac{3}{4\pi}$ 0,239
		$\frac{1}{6}$ 0,17	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$ 0,29		$\frac{1}{2\sqrt{3}}$ 0,29		$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,71			

Иногда удобнее пользоваться линейными $U_{\text{л}}$, а не фазными $U_{\text{ф}}$ напряжениями. Для любой m -фазной системы, как это следует из рис. 1-106, $U_{\text{л}} = 2U_{\text{ф}} \sin \frac{\pi}{m}$. Тогда для мостовой схемы $U_{d,0} = a_{\text{л}} U_{2\text{л}}$, где $a_{\text{л}} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}$.

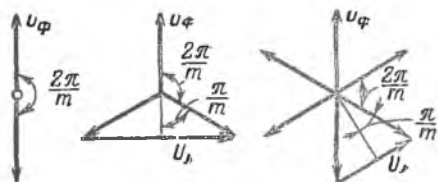


Рис. 1-106. Векторные диаграммы линейных и фазных напряжений m -фазной системы.

В формулах для a и $a_{\text{л}}$ величина m соответствует количеству фаз вторичной обмотки нулевой схемы, входящей в мостовую ($m=2$ для двухфазной нулевой и $m=3$ для трехфазной нулевой схем).

Для нулевых схем при $\alpha \neq 0$

$$U_{d,0,\alpha} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{2} U_{2\text{ф}} \cos \omega t \, d\omega t = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_{2\text{ф}} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = U_{d,0} \cos \alpha.$$

Для мостовых схем при непрерывном токе нагрузки $U_{d,0,\alpha} = U_{d,0} \cos \alpha$.

Значения коэффициентов a и $a_{\text{л}}$ для наиболее употребляемых схем даны в табл. 1-20 и 1-21.

Зависимость среднего выпрямленного напряжения от угла регулирования α называется регулировочной характеристикой и при индуктивной нагрузке ($x_d = \infty$) и $x_a = 0$ является косинусоидой. В случае активной нагрузки ($x_d = 0$) регулировочная характеристика в зоне прерывистых токов описывается выражением

$$U_{d,0,\alpha} = U_{d,0} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{p}}.$$

Минимальный угол α , при котором ток начинает прерываться (ток прекращается в точке перехода положительной полуволны напряжения через нуль), можно определять по выражению

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}.$$

Значения этого граничного угла регулирования для разного числа пульсаций p представлены в табл. 1-22, а регулировочные характеристики изображены на рис. 1-107.

Формулы регулировочных характеристик применительно к основным схемам выпрямления см. в табл. 1-20 и 1-21.

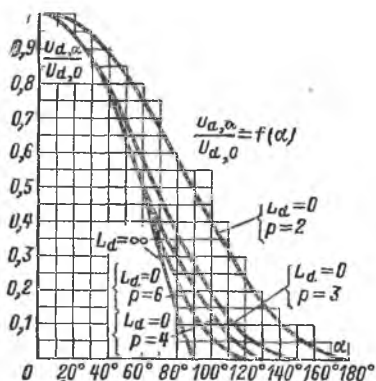


Рис. 1-107. Регулировочные характеристики.

L_d — индуктивность нагрузки.

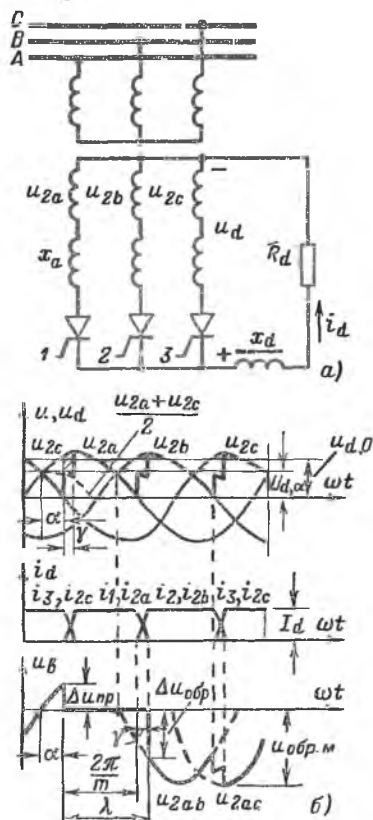


Рис. 1-108. Коммутация вентилей.

a — схема; b — линейные диаграммы напряжений и токов.

Таблица 1-22

Граничный угол регулирования при активной нагрузке

p		2	3	6	12			
m		1	2	3	3	6	6	12
α	рад	0	$\pi/6$	$\pi/3$	$5\pi/12$			
	эл. град.	0	30	60	75			

Полученные выше соотношения справедливы при равенстве нулю индуктивного сопротивления x_a цепи переменного тока либо при холостом ходе преобразователей. Поэтому напряжение $U_{d,0}$ называют напряжением холостого хода. В действительности x_a не равно нулю. Поэтому в вентиле, выходящем из работы, ток не может мгновенно упасть до нуля при отпирании очередного вентиля. В пределах угла перекрытия (коммутации) γ происходят нарастание тока во вступаемом и спад тока в выходящем из работы вентиле (рис. 1-108, б), причем обмотки трансформатора через эти вентили оказываются замкнутыми. Мгновенное значение выпрямленного напряжения снижается во время перекрытия на полуразность мгновенных значений фазных напряжений за счет падения напряжения на индуктивном сопротивлении x_d и становится равным полусумме мгновенных значений соответствующих фазных напряжений ($\frac{u_{2c} + u_{2c}}{2}$ рис. 1-108, б).

Среднее значение выпрямленного напряжения снижается на величину, пропорциональную заштрихованной площади на рис. 1-108, б. Это уменьшение выпрямленного напряжения за счет перекрытия при индуктивной нагрузке может быть определено из выражения

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{\omega L_a}{2\pi/p} \int_{I_{\text{нач}}}^{I_{\text{кон}}} di = \frac{x_a}{2\pi/p} (I_{\text{кон}} - I_{\text{нач}}).$$

Для простых нулевых схем конечное значение тока коммутации $I_{\text{кон}} = I_d$, начальное значение тока коммутации $I_{\text{нач}} = 0$ и

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{I_d x_a}{2\pi/p}.$$

Для однофазной мостовой схемы, в которой при коммутации ток в обмотке меняет направление, $I_{\text{кон}} = I_d$, $I_{\text{нач}} = -I_d$ и

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{I_d x_a}{\pi/p}.$$

Значения $\frac{\Delta U_{\gamma}}{I_d x_a} = \frac{p}{k_{\text{сх}} \pi}$ для основных схем см. в табл. 1-20 и 1-21, где $k_{\text{сх}}$ — коэффициент схемы.

Таким образом, среднее значение падения напряжения от перекрытия анодов пропорционально току нагрузки и индуктивному сопротивлению цепи переменного тока,

причем величина $R_a = \frac{x_a}{k_{\text{сх}} \pi / p}$ является не которым эквивалентным активным сопротивлением преобразователя. Относительное падение напряжения в преобразователе из-за перекрытия составляет:

$$\Delta U_{\gamma} = \frac{\Delta U_{\gamma}}{U_{d,0}} = \frac{I_d x_a}{\frac{k_{\text{сх}} \pi}{p} U_{d,0}} =$$

$$= A \frac{U_{\text{н}} \%}{100} I^*_{*d},$$

$$\text{где } A = \frac{1}{k_{\text{сх}} \pi / p} \frac{1}{ab};$$

$a = \frac{U_{d,0}}{U_{1\phi}/K_{\text{тр}}} = \frac{U_{d,0}}{U_{2\phi}}$ — коэффициент выпрямленного напряжения;

$b = \frac{I_{1\phi} K_{\text{тр}}}{I_{d,n}}$ — коэффициент фазного тока первичной обмотки трансформатора; $K_{\text{тр}}$ — коэффициент трансформации; $U_{\text{н}}\%$ — напряжение к. з. трансформатора, %; $I_{*d} = I_d/I_{d,n}$ — относительный ток нагрузки.

Коэффициент A характеризует кратность падения напряжения на стороне выпрямленного тока по отношению к $U_{\text{н}}\%$, его значения для разных схем даны в табл. 1-20 и 1-21.

Для неуправляемого выпрямителя среднее значение выпрямленного напряжения при нагрузке определяется выражением

$$U_d = U_{d,0} - \Delta U_{\gamma} - I_d R - \Delta U_a,$$

где R — активное сопротивление цепи; ΔU_a — падение напряжения в вентилях.

В полупроводниковых преобразователях ΔU_a мало и им можно пренебречь, кроме того, в установках средней и большой мощности $I_d R \ll \Delta U_{\gamma}$. Поэтому

$$U_d \approx U_{d,0} - \Delta U_{\gamma} = U_{d,0} - \frac{x_a}{k_{\text{сх}} \pi / p} I_d.$$

В относительных единицах (по отношению к $U_{d,0}$ и $I_{d,n}$)

$$U_{*d} \approx 1 - \Delta U_{\gamma} = 1 - A \frac{U_{\text{н}} \%}{100} I^*_{*d}.$$

В управляемых выпрямителях при индуктивной нагрузке

$$U_d \alpha = U_{d,0} \cos \alpha - \Delta U_{\gamma} - I_d R - \Delta U_a.$$

При указанных выше условиях

$$U_{*d} \alpha \approx \cos \alpha - \Delta U_{\gamma} = \cos \alpha - A \frac{U_{\text{н}} \%}{100} I^*_{*d}.$$

По приведенным выражениям на рис. 1-109, а построены внешние характеристики, наклон которых определяется величиной

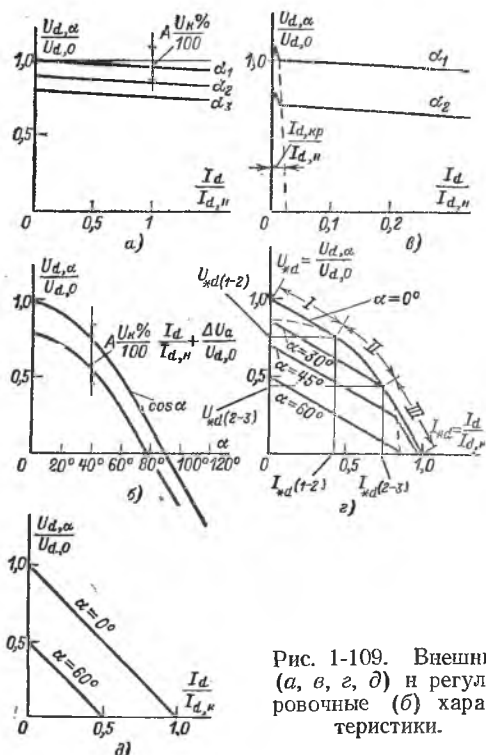


Рис. 1-109. Внешние (а, в, г, д) и регулировочные (б) характеристики.

$A \frac{U_{\kappa \%}}{100}$, а на рис. 1-109, б — регулировочная характеристика при некотором значении тока нагрузки.

Зависимость напряжения преобразователя от углов регулирования и коммутации определяется по формуле

$$U_{sd} = \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}.$$

Для схемы «две обратные звезды с уравнильным реактором» в области малых токов наблюдается крутой подъем напряжения (рис. 1-109, в). Это объясняется тем, что при токах нагрузки, меньших критического тока, составляющего 1—2% номинального, уравнильный реактор перестает выполнять свою роль выравнивания мгновенных напряжений двух трехфазных систем. При этом выпрямитель переходит в режим шестифазного выпрямления и напряжение холостого хода увеличивается в отношении $\frac{1,35}{1,17} = 1,154$, т. е. на 15,4%.

Крутой участок внешней характеристики при изменении тока нагрузки от нуля до критического объясняется тем, что в контур коммутации оказывается включенным индуктивное сопротивление уравнильного реактора, которое во много раз превышает индуктивность рассеяния трансформатора.

Внешние характеристики для трехфазных схем имеют наклоны $A \frac{U_{\kappa \%}}{100}$, пока угол

коммутации не достигнет критического значения. Для трехфазной мостовой схемы и схемы «две обратные звезды с уравнильным реактором» таким углом является $\gamma = \pi/3$, который получается обычно при нагрузке, в несколько раз превышающей номинальную. При дальнейшем увеличении тока меняется характер коммутации и внешняя характеристика для указанных схем приобретает вид, изображенный на рис. 1-109, г. Эта внешняя характеристика является полной, и на оси абсцисс ток откладывается в долях тока к. з.

На рис. 1-109, д даны полные внешние характеристики однофазной нулевой схемы, являющейся линейной во всем диапазоне изменения тока нагрузки от нуля до короткого замыкания.

В управляемых и неуправляемых преобразователях падение напряжения ΔU_{γ} от перекрытия анодов одинаково. Однако угол перекрытия γ с изменением угла регулирования α меняется и может быть определен по формуле

$$\cos(\gamma + \alpha) = \cos \alpha - \frac{I_d x_a}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}.$$

Диаграммы выпрямленных напряжений для разных схем сведены в табл. 1-23 и 1-24.

Внешние характеристики преобразователей значительно видоизменяются в зоне прерывистых токов, появляющейся при относительно малых нагрузках, когда из-за ограниченной индуктивности нагрузки невозможно поддержать непрерывный ток. При этом длительность проводящего состояния вентиля λ становится меньше $2\pi/p$ (рис. 1-110, а) и в интервале λ ток на выходе равен нулю, а мгновенное напряжение на зажимах преобразователя становится равным э. д. с. нагрузки.

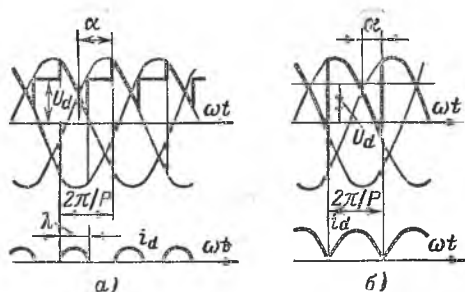


Рис. 1-110. Линейные диаграммы прерывистого (а) и гранично-прерывистого режима (б).

Если принять λ за расчетный параметр, то внешняя характеристика преобразователя в зоне прерывистых токов будет иметь вид:

$$U_d = \sqrt{2} U_2 \frac{1}{\lambda} \left[\sin \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{p} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{p} \right) \right];$$

$$I_d = \frac{p}{\pi} \frac{\sqrt{2} U_2}{x_d + x_a} \sin \frac{\lambda}{2} \sin \left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \left(1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2} \right).$$

В этой зоне при I_d , стремящемся к нулю, U_d также стремится к определенному пределу. При $\alpha \leq \pi/p$ этот предел равен амплитуде вторичного напряжения трансформатора минус падение напряжения в вентиле:

$$\lim_{I_d \rightarrow 0} U_d = \sqrt{2} U_2 - \Delta U_a \approx \sqrt{2} U_2.$$

При $\alpha > \pi/p$ этот предел равен значению мгновенного напряжения в момент отпирания вентиля:

$$\lim_{I_d \rightarrow 0} U_d = \sqrt{2} U_2 \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{p} \right) - \Delta U_a \approx \sqrt{2} U_2 \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{p} \right).$$

При увеличении α в зоне прерывистого тока наблюдается значительное повышение выпрямленного напряжения и внешняя характеристика становится такой же, как у генератора последовательного возбуждения.

Особый интерес представляет собой граничный режим, при котором ток становится гранично-непрерывным (рис. 1-110, б) и $\lambda = 2\pi/p$. При подстановке этого значения λ в уравнения внешней характеристики получаем, отн. ед.:

$$U_{*d, \text{гп}} = \frac{U_{d, \text{гп}}}{U_{d, 0}} = \cos \alpha;$$

$$I_{*d, \text{гп}} = \frac{I_{d, \text{гп}}}{I_{d, \text{н}}} = \frac{U_{d, 0}}{I_{d, \text{н}} (x_d + x_a)} \times \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha.$$

Полученные выражения являются параметрическими уравнениями эллипса, дуга которого и является геометрическим местом граничных точек внешней характеристики.

При пользовании приведенными формулами для нулевых схем в качестве U_2

следует брать фазное напряжение и $p=m$; для мостовых схем — линейное напряжение и $p=2m$.

Напряжение вентиля при протекании через него тока в течение $\lambda = 2\pi/m + \gamma$ равно прямому падению напряжения ΔU_a . Обычно ΔU_a мало по сравнению с напряжением питания, особенно в тиристорных преобразователях, и им пренебрегают.

Когда вентиль заперт и через него не протекает ток, то к вентилю приложено линейное напряжение, так как анод вентиля подключен к фазе трансформатора, а к катоду через проводящий вентиль подключается другая фаза трансформатора. Это напряжение будет прямым (потенциал анода выше потенциала катода) на участке от точки естественного зажигания до момента отпирания вентиля при угле α и будет обратным (потенциал анода ниже потенциала катода) на участке от момента прекращения тока в вентиле до точки естественного отпирания в следующем периоде. Наибольшее значение прямого и обратного напряжения равно амплитуде линейного напряжения.

Коэффициенты для определения максимальных прямых и обратных напряжений приведены в табл. 1-20 и 1-21.

Для неуправляемых преобразователей и при угле коммутации, равном нулю, на вентиле отсутствует прямое напряжение и нет скачка обратного напряжения.

Инверторный режим. Инвертор служит для преобразования постоянного тока в переменный. При работе преобразователя в инверторном режиме энергия из цепи нагрузки передается в питающую сеть, т. е. в противоположном направлении по сравнению с выпрямительным режимом. Поэтому при инвертировании ток и э. д. с. обмотки трансформатора направлены встречно, а при выпрямлении — согласо.

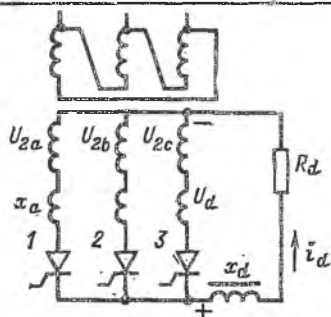
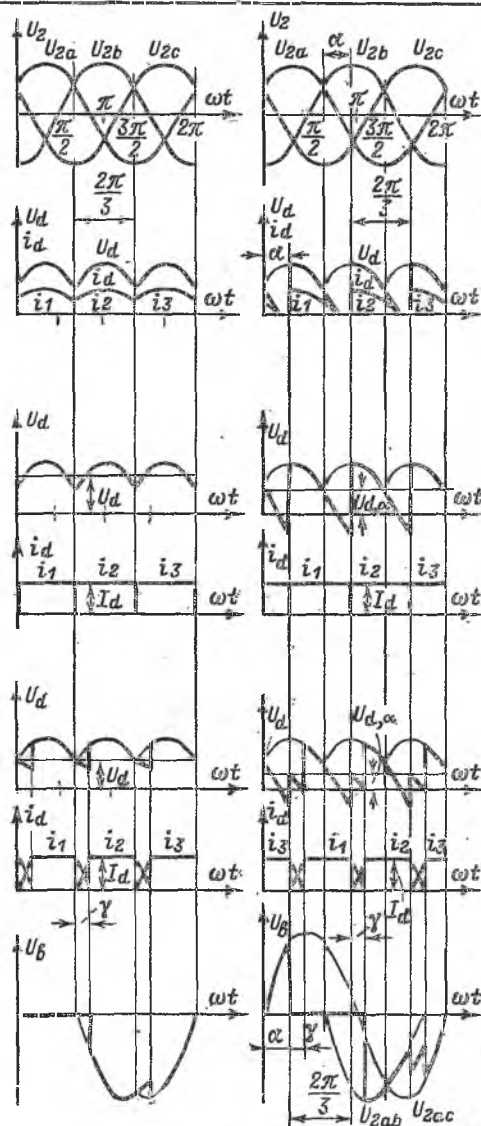
При инвертировании источником тока является э. д. с. нагрузки (машина постоянного тока, индуктивность, рис. 1-111, а), которая должна превышать напряжение инвертора.

Как в инверторном, так и в выпрямительном режиме ток в преобразователе протекает в одном и том же направлении. Перевод преобразователя из выпрямительного режима в инверторный достигается изменением полярности э. д. с. нагрузки и увеличением угла α при индуктивной нагрузке сверх $\pi/2$. Инвертирование возможно только в управляемых преобразователях.

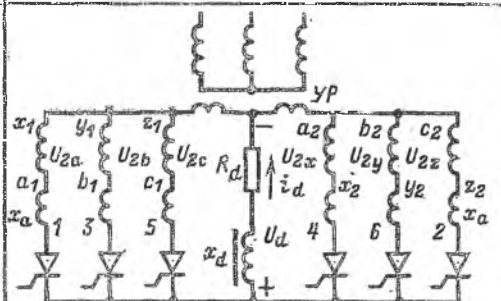
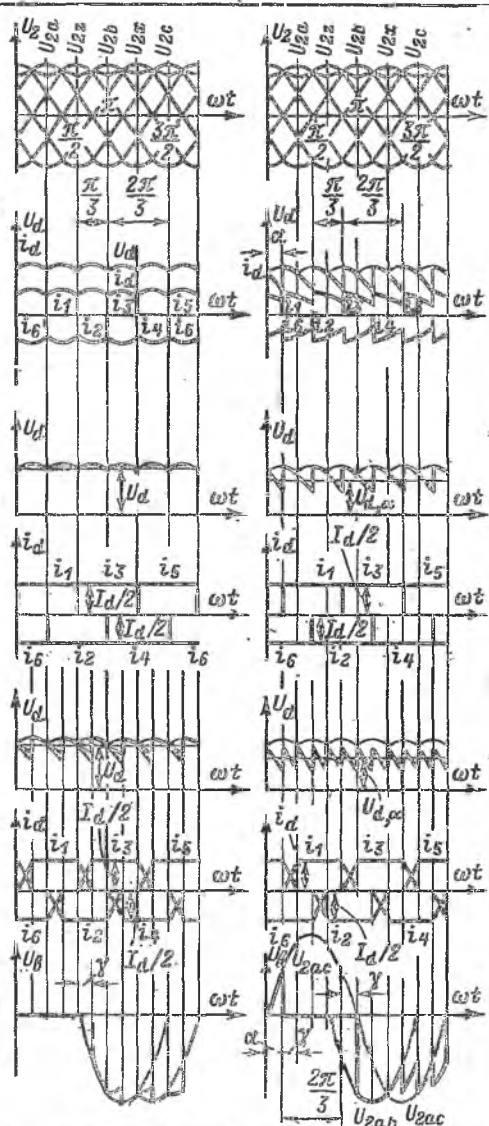
В трехфазной нулевой схеме (рис. 1-111) при работе в инверторном режиме машина постоянного тока, работающая в генераторном режиме, плюсом подключена к нулевой точке трансформатора, а вентили открываются при отрицательных значениях вторичных напряжений для обеспечения встречного направления напряжения и тока. В цепь выпрямленного тока включена индуктивность L_d для получения непрерывного тока.

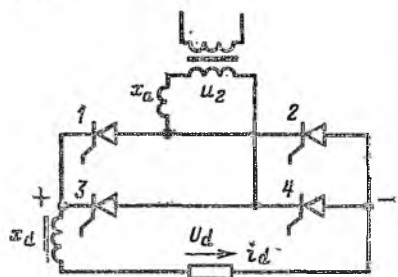
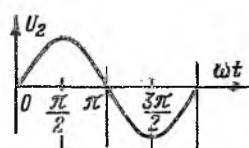
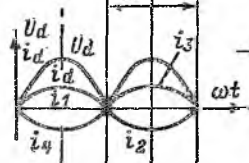
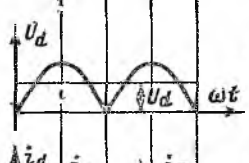
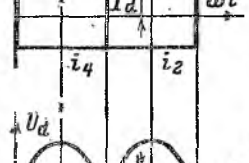
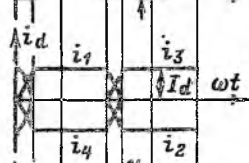
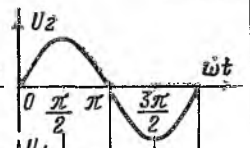
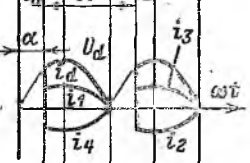
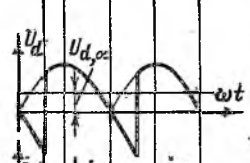
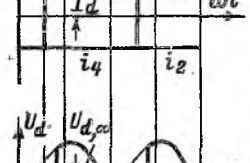
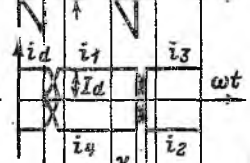
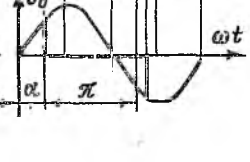
Наименование схемы		Двухфазная нулевая (однофазная двухполупериодная)	
Схема			
Угол α		$\alpha = 0$	$\alpha \neq 0$
Напряжение питания			
Выпрямленные напряжение и ток	$x_d = 0$ $x_a = 0$		
	$x_d = \infty$ $x_a = 0$		
	$x_d = \infty$ $x_a \neq 0$		
Напряжение на вентиле		$x_d = \infty$ $x_a \neq 0$	

Трехфазная нулевая

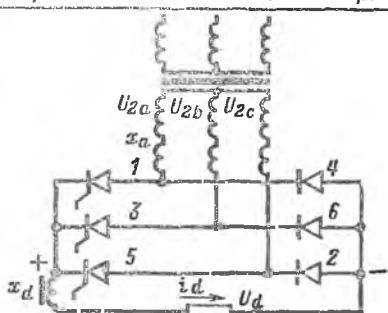
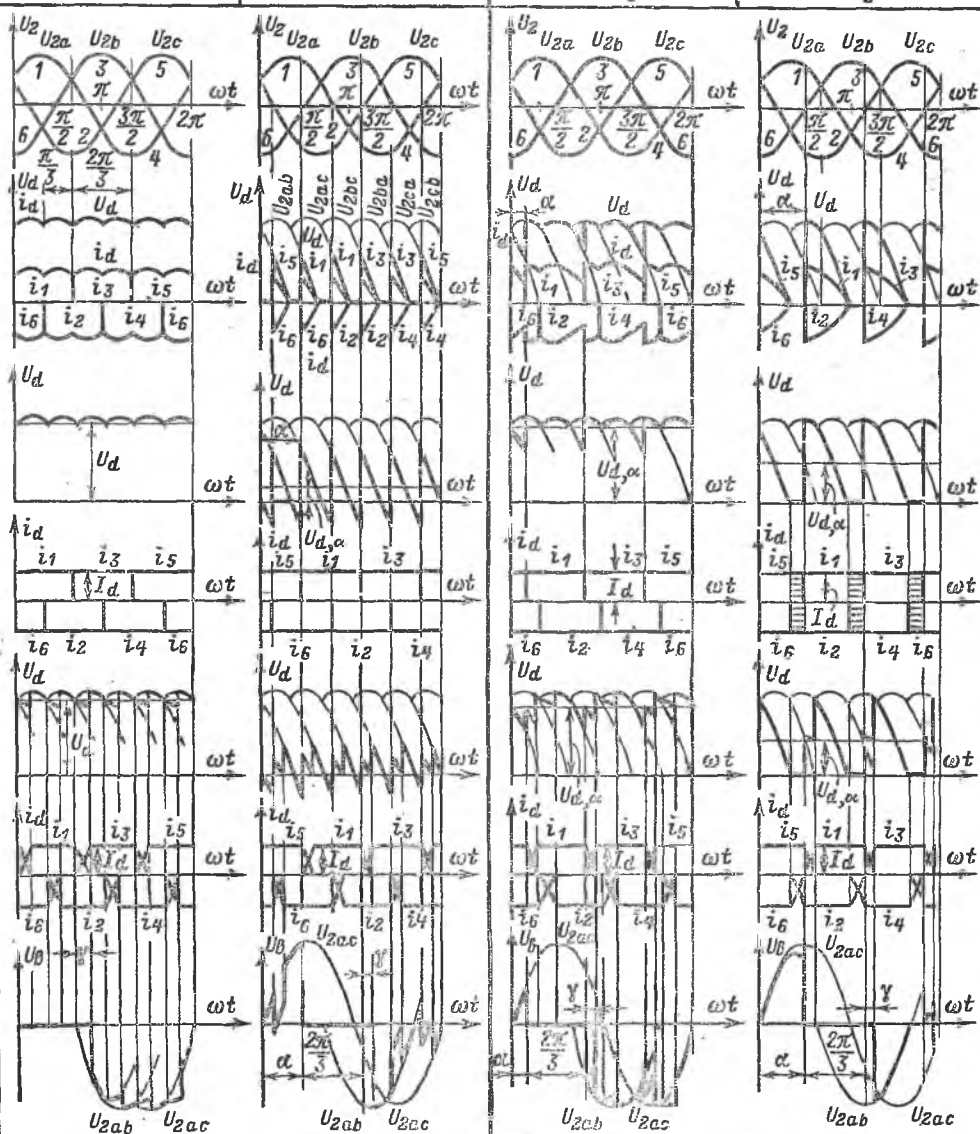
 $\alpha = 0$ $\alpha \neq 0$ 

Трехфазная две обратные звезды с уравнительным реактором

 $\alpha = 0$ $\alpha \neq 0$ 

Наименование схемы		Однофазная мостовая симметричная	
Схема			
Угол α		$\alpha = 0$	$\alpha \neq 0$
Напряжение питания			
Выпрямленные напряжение и ток	$x_d = 0$ $x_a = 0$		
	$x_d = \infty$ $x_a = 0$		
	$x_d = \infty$ $x_a \neq 0$		
Напряжение на вентиле		$x_d = \infty$ $x_a \neq 0$	
		$\alpha \neq 0$	
			
			
			
			
			

Трёхфазная мостовая несимметричная


$$\alpha = \frac{\pi}{2}$$


Из-за наличия индуктивности L_a в цепи переменного тока имеется угол перекрывания анодов γ и возникающее при этом падение напряжения определяется так же, как и при выпрямленном режиме, т.е.

$$\Delta U_\gamma = \frac{I_d x_a}{k_{сх} \pi / \rho}. \text{ Угол } \gamma \text{ можно рассчитать по формуле}$$

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos \beta + \frac{I_d x_a}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$$

где $\beta = \pi - \alpha$ — угол опережения.

В инверторе коммутация должна заканчиваться таким образом, чтобы закрывающийся вентиль успел восстановить свои запирающие свойства, пока на вентиле имеется отрицательное напряжение, т.е. в пределах угла ψ (рис. 1-111, б). Если этого не произойдет, то вентиль после момента ωt_1 может снова отпереться, так как к нему прикладывается прямое напряжение. Это приведет к опрокидыванию инвертора, при котором возникнет аварийный ток, так как э.д.с. машины постоянного тока и трансформатора совпадут по направлению (режим двойного короткого замыкания).

Для исключения опрокидывания необходимо, чтобы

$$\beta - \gamma = \psi > \delta,$$

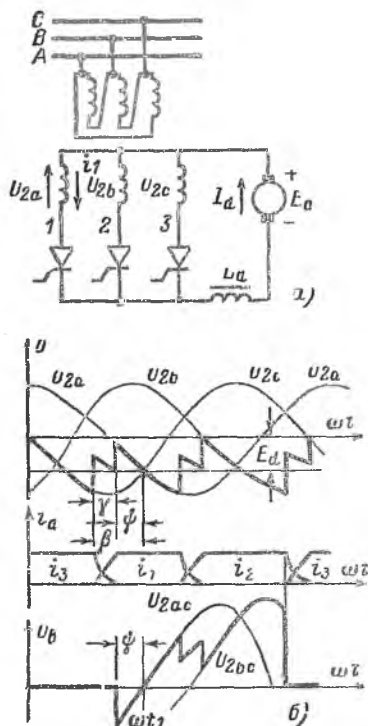


Рис. 1-111. Инверторный режим.
а — схема; б — линейные диаграммы.

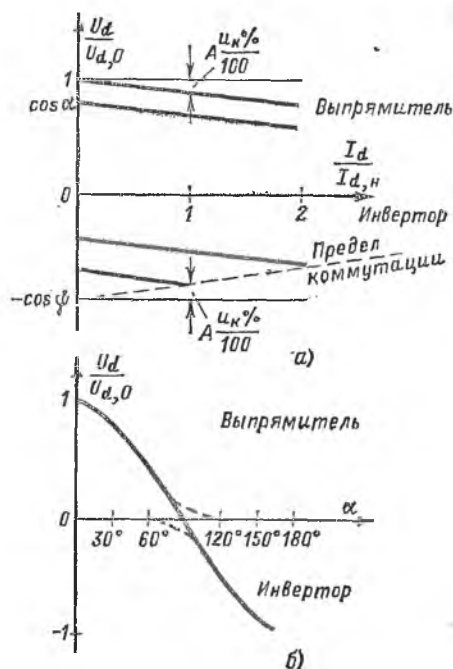


Рис. 1-112. Статические характеристики в выпрямительном и инверторном режимах.

а — внешние; б — регулировочная.

где δ — угол восстановления запирающих свойств вентилей.

Условия коммутации в выпрямительном режиме не накладывают никаких ограничений на работу схемы.

При инверторном режиме падения напряжения во всех элементах преобразователя покрываются за счет э.д.с. нагрузки

$$E_d = U_{d,0} \cos \beta + \frac{I_d x_a}{k_{сх} \pi / \rho} + I_d R + \Delta U_a$$

или приближенно, отн. ед.,

$$E_{*d} \approx \cos \beta + A \frac{U_K \%}{100} I_{*d},$$

где

$$E_{*d} = \frac{E_d}{U_{d,0}}; \quad I_{*d} = \frac{I_d}{I_{d,n}}$$

Внешние характеристики инвертора (рис. 1-112, а) отличаются от характеристик выпрямителя тем, что с ростом нагрузки напряжение не падает, а увеличивается. Кроме того, в инверторе существует граница предельного тока, зависящая от углов β и γ . Эта граница на рис. 1-112, а изображена пунктирной линией и описывается выражением

$$U_{*d,пр} = -\cos \psi + A \frac{U_K \%}{100} I_{*d}.$$

Регулировочная характеристика преобразователя в выпрямительном и инверторном режимах (рис. 1-112, б) в зоне около 90° из-за прерывистых токов может быть неоднозначной.

Расчетные формулы для напряжений и токов в инверторном и выпрямительном режимах аналогичны.

2. Реверсивные преобразователи

Реверсивным называется преобразователь, через который выпрямленный ток может протекать в обоих направлениях. Так как вентили пропускают ток только в одном направлении, то для изменения направления тока при одном комплекте вентилях необходимо применять переключатель в главной цепи или использовать два комплекта (группы) вентилях, каждый из которых работает в своем направлении.

Существуют также специальные полупроводниковые приборы — симисторы (симметричные тиристоры), через которые ток протекает в обоих направлениях, поэтому в реверсивном преобразователе используется только один комплект приборов. Классификация силовых схем реверсивных вентилях преобразователей представлена на рис. 1-113.

Все реверсивные преобразователи делятся на два класса: однокомплектные и двухкомплектные.

Однокомплектные преобразователи с переключателями или на симисторах имеют такие же силовые схемы, как и неререверсивные преобразователи (см. рис. 1-102).

Двухкомплектные преобразователи выполняются по встречно-параллельной или по перекрестной схеме (рис. 1-113). Во встречно-параллельной схеме обе вентилях группы питаются от общей обмотки трансформатора, причем вентили группы включены встречно-параллельно друг другу.

В перекрестной схеме каждая вентилях группа питается от отдельной обмотки.

Встречно-параллельные и перекрестные схемы, так же как и неререверсивные схемы, могут быть простыми и сложными, кулевыми и мостовыми, параллельными и последовательными.

Однокомплектные преобразователи с переключателем (рис. 1-114, а) имеют такие же характеристики, как и неререверсивные преобразователи. Изменение же полярности выпрямленного напряжения и тока в нагрузке осуществляется переключателями B и H , что позволяет работать в четырех квадрантах внешней характеристики (рис. 1-114, б). В двух квадрантах (1 и 3) преобразователь находится в выпрямительном режиме и потребляет энергию из питающей сети, в двух других квадрантах (2 и 4) — в инверторном режиме и отдает энергию в сеть.

В двухкомплектных преобразователях применяют раздельное и совместное управление вентиляхными группами. При раздель-

ном управлении отпирющие импульсы подаются на вентили одной или другой группы.

Если обе группы вентилях имеют одну общую систему фазового управления, то статические характеристики двухкомплектного преобразователя не будут отличаться от однокомплектного с переключателем.

Если обе группы вентилях имеют индивидуальные системы фазового управления, то в зависимости от их согласования будет меняться регулировочная характеристика преобразователя. При согласовании регулировочных характеристик вентиляхных групп в 90° регулировочная характеристика преобразователя такая же, как и для однокомплектного преобразователя (рис. 1-115, а), при согласовании, например, в 120° регулировочная характеристика будет иметь вид, изображенный на рис. 1-115, б.

При первом способе согласования регулировочных характеристик вентиляхных групп, называемом линейным, при котором $\alpha_{1в} + \alpha_{2в} = 180^\circ$, регулировочные характеристики совпадают всюду, кроме области вблизи 90°, где появляется зона неоднозначности. Такая зона неоднозначности может быть нежелательной при работе с малыми выпрямленными напряжениями.

При втором способе согласования, называемом нелинейным, при котором $\alpha_{1в} + \alpha_{2в} > 180^\circ$, регулировочные характеристики не совпадают и появляется зона неоднозначности (люфт) при переходе с группы, работающей в выпрямительном режиме, на группу, работающую в инверторном режиме, и наоборот.

Системы с линейным согласованием называют согласованными, а с нелинейным — несогласованными.

Улучшение внешних характеристик двухкомплектных преобразователей может быть достигнуто применением совместного управления вентиляхными группами, при котором отпирющие импульсы подаются на обе группы вентилях, из которых одна работает в выпрямительном режиме, вторая — в инверторном. Выбором начального угла согласования добиваются возникновения так называемого уравнивающего тока, который замыкается внутри выпрямительной и инверторной групп вентилях, минуя контур нагрузки, и может быть установлен непрерывным или гранично-непрерывным. В этом случае даже при отсутствии тока нагрузки устраняется зона прерывистых токов и внешние характеристики становятся линейными.

Если пренебречь падением напряжения в вентилях, то внешние характеристики будут прямыми линиями, проходящими без излома из режима выпрямления в режим инвертирования (рис. 1-115, в). Если нельзя пренебречь падением напряжения, например в преобразователях с ртутными вентилями и низким выпрямленным напряжением, то при переходе из выпрямительного режима в инверторный напряжение увеличится на двойное падение в вентилях $2\Delta U_a$ (рис. 1-115, г).

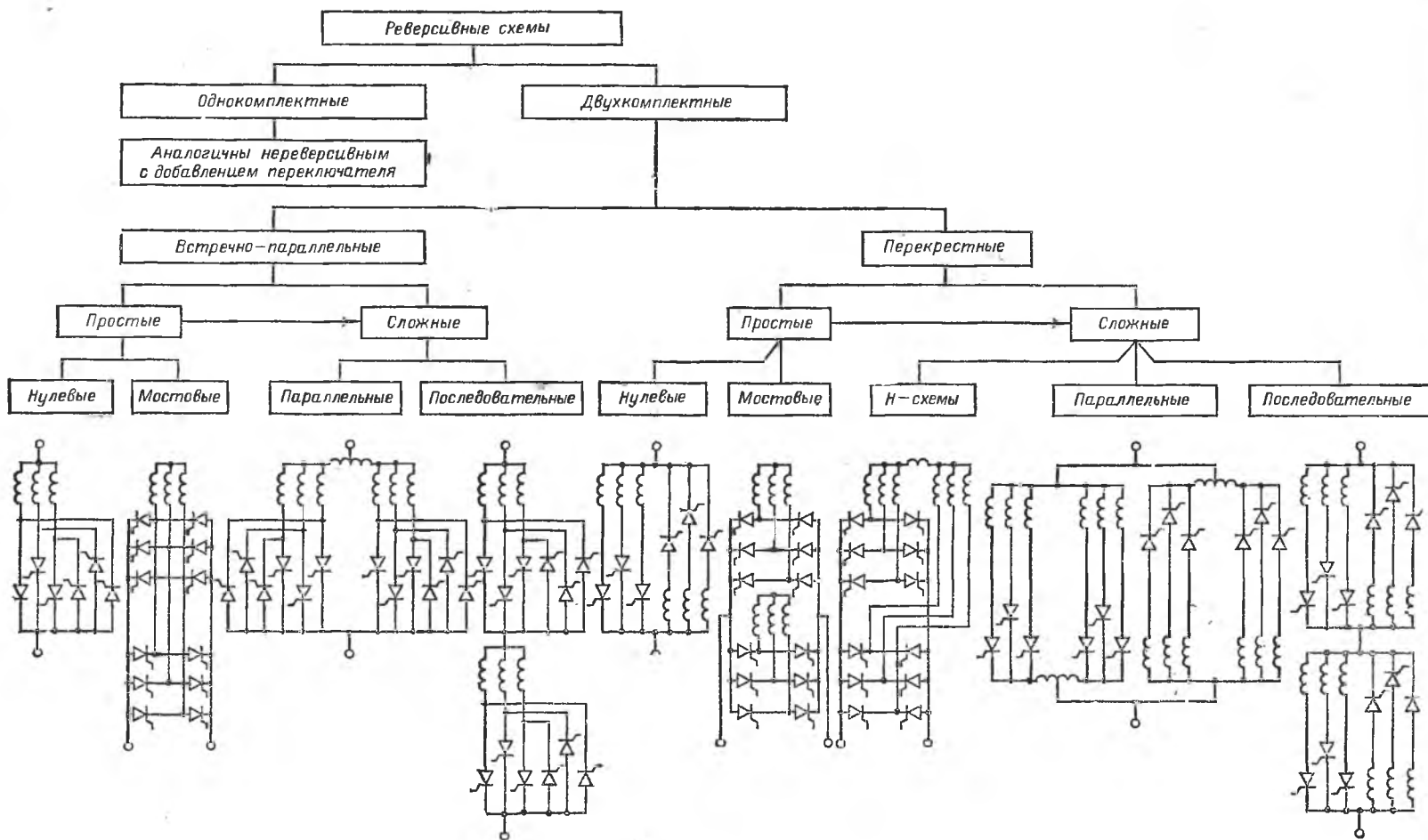


Рис. 1-113. Классификация силовых схем реверсивных преобразователей.

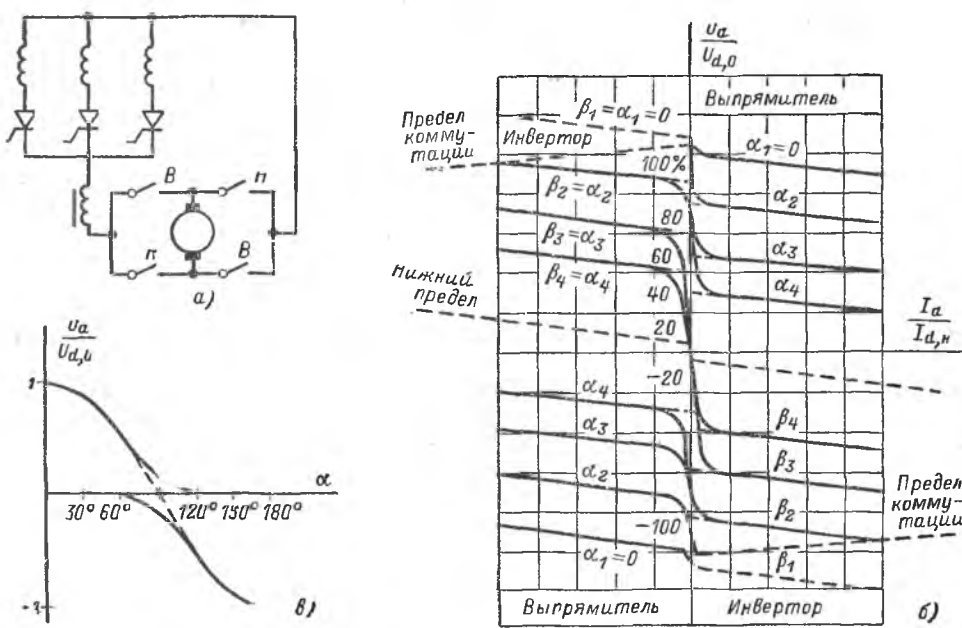


Рис. 1-114. Однокомплектная схема с переключателем (реверсором).
а — схема; б — внешние характеристики; в — регулировочная характеристика.

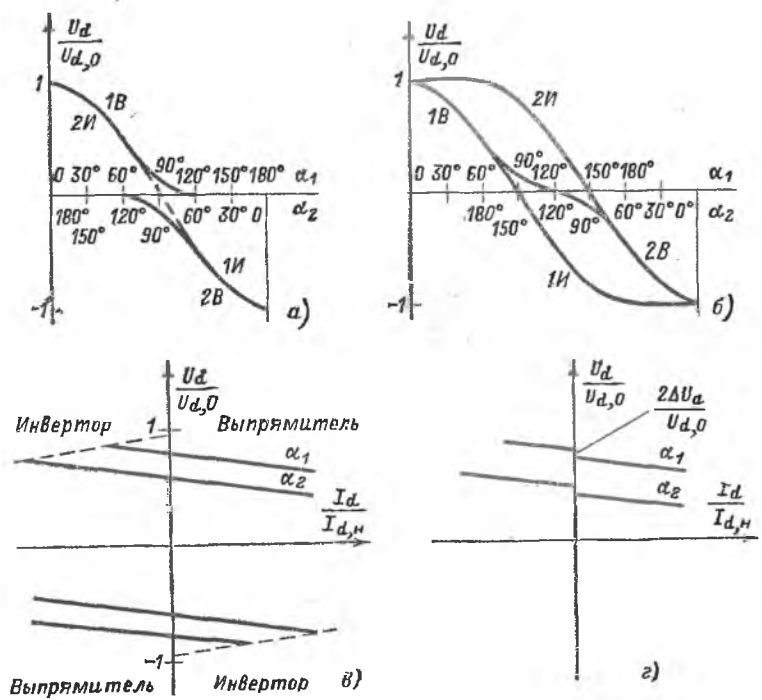
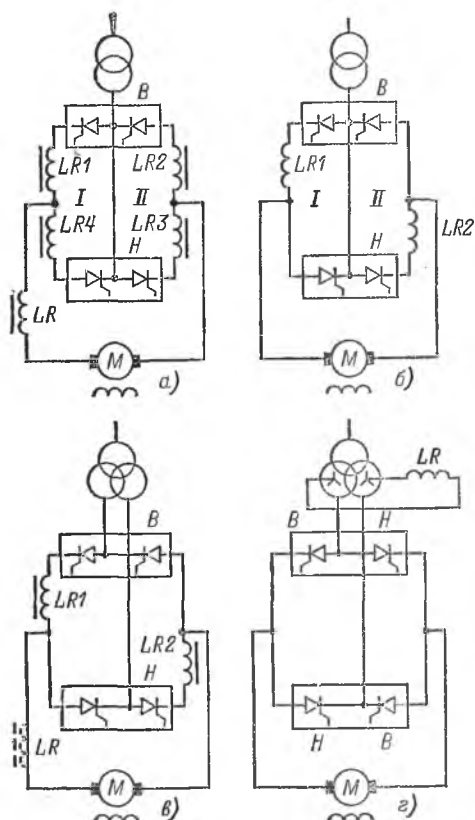


Рис. 1-115. Характеристики реверсивных схем.
а, б — регулировочные; в, г — внешние.



При совместном управлении, даже если средние выпрямленные напряжения выпрямителя и инвертора одинаковы, мгновенные напряжения не равны и для ограничения уравнительного тока на требуемом уровне необходимо в контур между выпрямителем и инвертором включить токоограничивающие реакторы. Примеры включения таких реакторов для мостовых схем выпрямления представлены на рис. 1-116. В перекрестной схеме имеется один контур уравнительных токов, а во встречно-параллельной и H -схеме — по два контура.

Диаграммы уравнительных напряжений и токов во встречно-параллельной мостовой схеме при согласованном управлении изображены на рис. 1-117, а.

В промежутки времени t_0-t_1 , t_2-t_3 и т. д. вследствие неодновременного включения вентилей выпрямительной и инверторной групп, присоединенных к одной фазе питающего напряжения, возникает уравнительное напряжение $u_{ур}$, представляющее собой разность фазных напряжений, и протекает уравнительный ток $i_{ур}$. Если принять, что контур уравнительного тока имеет только индуктивное сопротивление, то



Рис. 1-116. Реверсивные мостовые схемы.

а — встречно-параллельная с четырьмя насыщающимися токоограничивающими реакторами; б — встречно-параллельная с двумя ненасыщающимися токоограничивающими реакторами; в — перекрестная с двумя токоограничивающими реакторами; г — H -схема с одним ненасыщающимся токоограничивающим реактором.

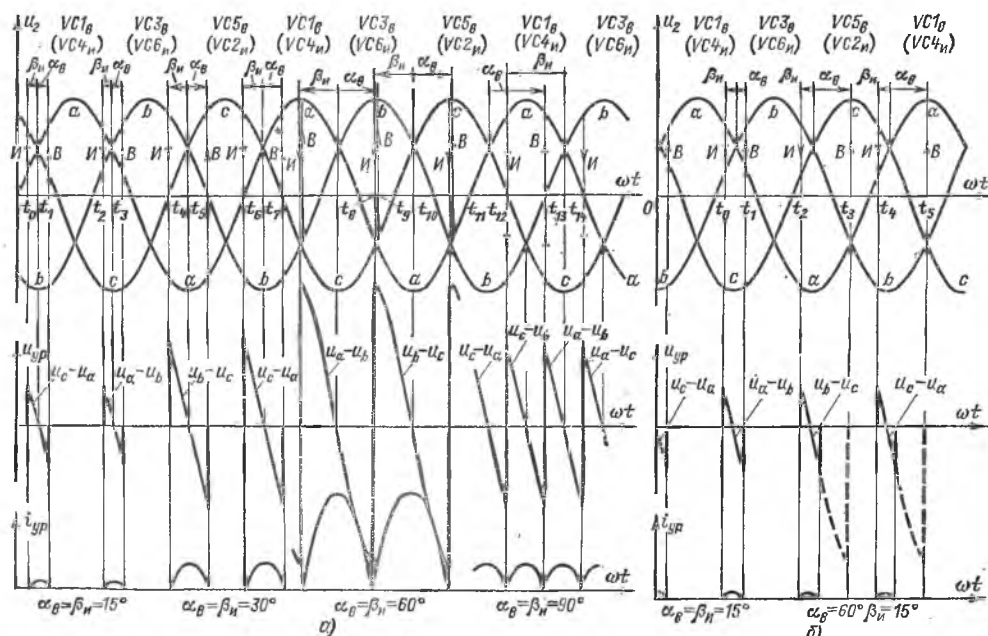


Рис. 1-117. Линейные диаграммы уравнительных напряжений и токов во встречно-параллельной мостовой схеме.

а — при согласованном управлении; б — при несогласованном управлении.

ток $i_{ур}$ достигает максимума в момент перехода напряжения через нуль и станет равным нулю в момент времени t_1 (или t_3 , t_5 и т. д.), когда площадь, ограниченная кривой $u_{ур}$ под осью абсцисс, станет равной площади, ограниченной кривой над осью абсцисс.

При углах α_v и $\beta_n < 60^\circ$ уравнилельный ток имеет прерывистый характер, а в кривой уравнилельного напряжения есть нулевые участки (в отрезки времени t_1-t_2 , t_3-t_4 и т. д.), при $\alpha_n = \beta_n = 60^\circ$ и более уравнилельный ток становится гранично-непрерывным.

Токоограничивающие реакторы включают в контур уравнилельного тока по одному или по два на группу (рис. 1-116, а), причем их индуктивность выбирается такой, чтобы уравнилельный ток не превышал 10% номинального тока нагрузки.

В реверсивных тиристорных электроприводах наибольшее распространение получила встречно-параллельная схема соединения вентильных групп, так как она имеет ряд преимуществ перед другими схемами, а именно:

а) содержит простой двухобмоточный трансформатор, который может быть применен как в реверсивном, так и в неререверсивном электроприводе и имеет наименьшую типовую мощность по сравнению с трансформаторами в других схемах;

б) может питаться непосредственно от трехфазной сети через анодные токоограничивающие реакторы;

в) позволяет унифицировать конструкцию реверсивного и неререверсивного электропривода;

г) упрощает ошиновку.

Перекрестная схема уступает встречно-параллельной по массе, так как она имеет трехобмоточный трансформатор, сложный по конструкции и имеющий большую типовую мощность, чем во встречно-параллельной схеме (1,262 мощности на стороне выпрямленного тока по сравнению с 1,05 у встречно-параллельной схемы).

Суммарная масса трансформатора и реакторов в перекрестной схеме больше, чем во встречно-параллельной, несмотря на меньшие размеры и массу токоограничивающих реакторов.

Перекрестная мостовая схема применяется в тех случаях, когда требуется только один контур уравнилельного тока.

3. Параллельное соединение вентиляей

При параллельном соединении полупроводниковых вентиляей в общем случае ток нагрузки распределяется между вентилями неравномерно из-за неидентичности прямых вольт-амперных характеристик (рис. 1-118). В управляемых вентилях на распределение тока влияет также неодновременность включения вентиляей, что устраняют высокой скоростью нарастания тока управления.

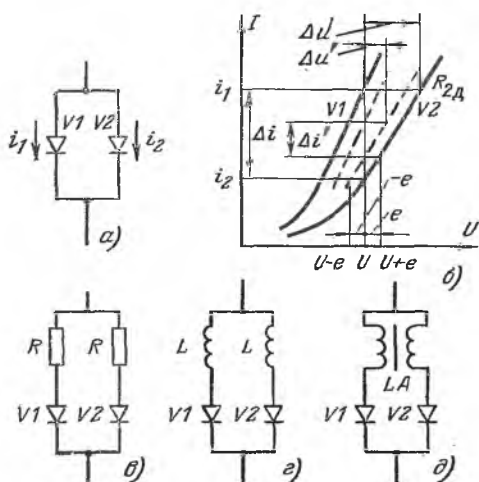


Рис. 1-118. Параллельное соединение вентиляей.

а, в, г, д — схемы; б — вольт-амперные характеристики.

Ток разбаланса Δi двух параллельно включенных вентиляей (рис. 1-118, б)

$$\Delta i = i_1 - i_2 = \Delta u / R_{2d},$$

где Δu — разность прямых падений напряжения между характеристиками при большем токе; R_{2d} — дифференциальное сопротивление характеристики вентиля V_2 при токе i_1 .

Разбаланс токов будет тем больше, чем круче характеристики и чем дальше они друг от друга. Для уменьшения разбаланса необходимо уменьшить крутизну характеристик, т. е. увеличить дифференциальное сопротивление вентиляей, или уменьшить разность напряжений.

Уменьшение крутизны характеристик проще всего можно получить последовательным включением с вентилями резисторов (рис. 1-118, в). Применение резисторов является эффективным, если падение напряжения на них соизмеримо с падением напряжения в вентилях. Однако при этом увеличиваются потери мощности и снижается к. п. д. преобразователей. Поэтому такой способ не нашел практического применения.

Разбаланс Δu прямых падений напряжений на вентилях можно уменьшить подбором вентиляей по значению прямого падения. Такой способ вызывает затруднения при эксплуатации, так как характеристики вентиляей могут изменяться при изменении тока нагрузки, температуры и времени. Поэтому требуется периодический контроль прямых падений напряжения. Параллельно включенные вентили следует располагать на общем охладителе. Заменять вышедшие из строя вентили необходимо вентилями той же группы (по значению прямых падений напряжений). Кроме того, необходимо тщательно симметризовать все подводящие ши-

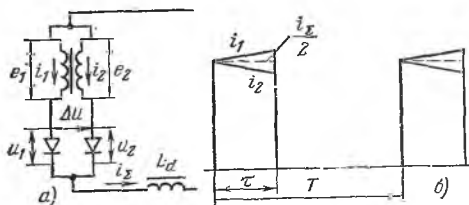


Рис. 1-119. Двухобмоточный ферромагнитный делитель.

а — схема; б — диаграмма токов.

ны и кабели по значению как активного, так и индуктивного сопротивления. Все описанные ограничения обусловили то, что такой способ нашел применение пока только для преобразователей с полупроводниковыми диодами.

Уменьшение разбаланса токов, так же как и снижение разбаланса напряжений Δu , достигается применением ферромагнитных реакторов. Обычно такой реактор выполняется в виде ферромагнитного сердечника, на который намотаны две обмотки (рис. 1-118, б). Токи вентилях пропускаются через обмотки встречно, поэтому результирующая м. д. с. при равенстве токов равна нулю. Если имеется разбаланс токов, то создается результирующая м. д. с., вызывающая появление магнитного потока, пропорционального разности токов. Под действием этого потока в обмотках реактора индуцируются равные по значению, но противоположные по знаку э. д. с. В результате на вентиле, имеющем больший ток, напряжение становится равным $U - e$, а на вентиле, имеющем меньший ток, — равным $U + e$ (рис. 1-118, б), что приводит к уменьшению разбаланса тока.

Сумма э. д. с. обмоток делителя равна разности прямых падений напряжения на вентилеях (рис. 1-119, а):

$$e_1 + e_2 = u_1 - u_2 = \Delta u.$$

Э. д. с. каждой обмотки из-за наличия индуктивности рассеяния L обмотки и коэффициента взаимной индукции M обмоток зависит от скорости изменения токов i_1 и i_2 в этих обмотках:

$$e_1 = L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt};$$

$$e_2 = L \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}.$$

При постоянном токе нагрузки I_d $i_1 + i_2 = I_\Sigma = I_d = \text{const.}$

Тогда
$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0 \text{ или } \frac{di_1}{dt} = - \frac{di_2}{dt} = \frac{di}{dt}.$$

Таким образом, в период проводимости вентилях τ происходит нарастание тока, в

одном вентиле и уменьшение в другом (рис. 1-119, б). С учетом этого и принимая $M = L$, получаем:

$$e_1 + e_2 = 4L \frac{di}{dt},$$

$$\text{откуда } L \frac{di}{dt} = \frac{e_1 + e_2}{4} = \frac{\Delta u}{4}.$$

Скорость изменения тока должна быть такой, чтобы отклонение его от среднеарифметического значения $\frac{i_1 + i_2}{2} = \frac{i_\Sigma}{2}$ было в пределах допустимого значения, т. е. $\Delta i =$

$$= i - \frac{i_\Sigma}{2} \leq \Delta i_{\text{доп.}}$$

$$\text{Тогда } \Delta i = \frac{di}{dt} \tau \leq \Delta i_{\text{доп.}}$$

Обычно в расчетах пользуются средним за период T значением отклонения тока

$$\Delta I_{\text{ср}} = \frac{\Delta i}{2} \frac{\tau}{T}.$$

$$\text{С учетом этого } L = \frac{\Delta u}{\Delta I_{\text{ср}}} \frac{\tau^2}{8T}.$$

На рис. 1-118, б показана схема ферромагнитного делителя для двух параллельно включенных вентилях. При большем их количестве используются также двухобмоточные реакторы, но соединяют обмотки по специальным схемам. На рис. 1-120 изображены наиболее распространенные схемы: с задающим вентилем, с короткозамкнутой цепью, с замкнутой и разомкнутой цепочками. В мостовой схеме делителя тока можно включать не только в плечи моста, но и в фазы. При этом вдвое сокращается количество реакторов, но увеличиваются их размеры.

Индуктивность реактора, необходимая для получения разбаланса в значении среднего тока $\Delta I_{\text{ср}}$ при разбалансе напряжений Δu вольт-амперных характеристик, может быть рассчитана по формуле

$$L = k_{\text{сх}} \frac{\Delta u}{\Delta I_{\text{ср}}} \frac{\tau^2}{2T},$$

где $k_{\text{сх}}$ — коэффициент, зависящий от схемы делителя тока и количества параллельных вентилях (рис. 1-121).

При выборе схемы необходимо учитывать требование сохранения заданной точности деления тока в случае выхода из строя одного из вентилях. Этому требованию не удовлетворяет схема с замкнутой цепочкой, так как при выходе из строя одного из вентилях она превращается в схему с разомкнутой цепочкой, для которой необходима индуктивность реактора в несколько раз большая. Схема с задающим вентилем при выходе его из строя перестает делить токи. Эти недостатки отсутствуют в схеме с короткозамкнутой цепью, которая, однако, неудобна в конструктивном отношении при большом числе параллельных вентилях

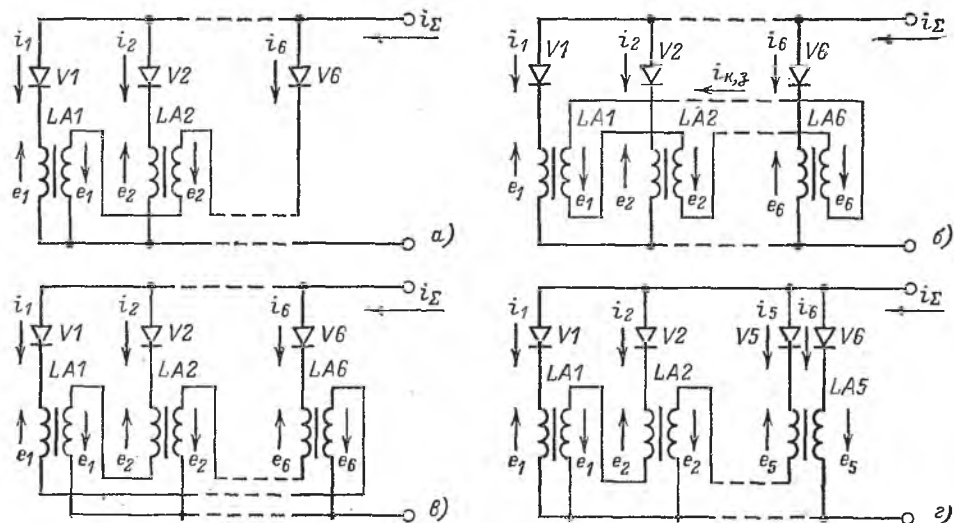


Рис. 1-120. Схемы соединения ферромагнитных реакторов.

a — с задающим вентилем; *б* — с короткозамкнутой цепью; *в* — с замкнутой цепочкой; *г* — с разомкнутой цепочкой.

(сложно осуществлять короткозамкнутую цепь).

В связи с этим в мощных тиристорных преобразователях более перспективным является применение для деления тока индуктивных сопротивлений вместо ферромагнитных реакторов.

Индуктивность такого делителя, который называют также индуктивным делителем без магнитной связи, при двух параллельных ветвях определяется аналогично индуктивности двухобмоточного ферромагнитного делителя с учетом того, что коэффициент взаимной индукции $M=0$:

$$e_1 + e_2 = 2L \frac{di}{dt}$$

и

$$L = \frac{\Delta u}{\Delta I_{cp}} \frac{\tau^2}{4T}$$

Таким образом, при отсутствии магнитной связи в делителе требуется индуктивность в 2 раза бóльшая, чем в двухобмоточном ферромагнитном делителе.

Во всех приведенных формулах напряжение Δu представляет собой разбаланс в прямых падениях напряжений двух вентилей. При рассмотрении схем с большим числом параллельных ветвей более удобным является использование отклонения в падении напряжения вентиля от среднеарифметического значения (рис. 1-122).

Среднеарифметическое значение падений напряжений

$$U_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_k.$$

Падение напряжения на вентиле

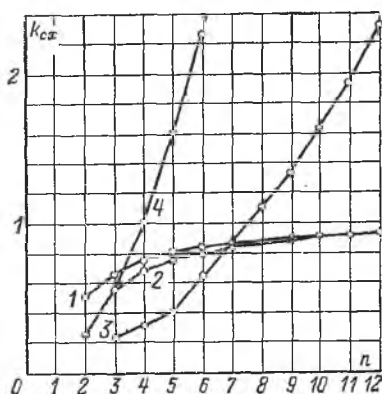
$$u_k = U_{cp} + \Delta u_k, \quad k = 1, 2, \dots, n.$$

Напряжение между точками *a* и *б*

$$u_{ab} = u_k + L \frac{di_k}{dt}, \quad k = 1, 2, \dots, n.$$

Суммируя n таких уравнений, получаем:

$$nu_{ab} = \sum_{k=1}^n u_k + \sum_{k=1}^n L \frac{di_k}{dt};$$

Рис. 1-121. Коэффициент k_{cx} в зависимости от количества параллельных вентилей в различных схемах включения реакторов.

1 — с короткозамкнутой цепью; 2 — с задающим вентилем; 3 — с замкнутой цепочкой; 4 — с разомкнутой цепочкой.

$$\sum_{k=1}^n L \frac{di_k}{dt} = L \frac{d \sum_{k=1}^n i_k}{dt} = 0,$$

так как $\sum_{k=1}^n i_k = i_{\Sigma} = \text{const.}$

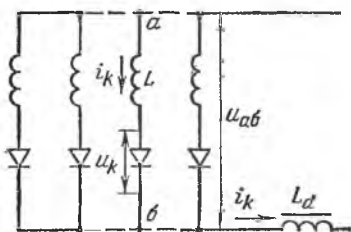


Рис. 1-122. Деление тока с помощью индуктивных сопротивлений.

Следовательно,

$$u_{ab} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_k = U_{\text{ср}} \quad \text{и}$$

$$U_{\text{ср}} = u_k + L \frac{di_k}{dt} = U_{\text{ср}} + \Delta u_k + L \frac{di_k}{dt}.$$

Таким образом, $L di_k/dt = -\Delta u_k$, т. е. напряжение на обмотке индуктивного делителя равно отклонению падения напряжения вентилей от среднеарифметического значения.

Индуктивность делителя определяется по методике, изложенной выше:

$$L = \frac{\Delta u_k}{\Delta I_{\text{ср}}} \frac{\tau^2}{2T}.$$

Индуктивность делителя можно рассчитывать при заданных значениях Δu_k и $\Delta I_{\text{ср}}$.

Иногда ставится задача выбора оптимального значения индуктивности, при котором можно максимально загрузить вентили по току при заданной предельной температуре наиболее нагретого из параллельных вентилях.

Такая оптимальная индуктивность может быть найдена по формуле

$$L = \frac{1}{a_m} \frac{\tau^2}{2T},$$

где коэффициент a_m определяется с помощью методов математической статистики.

Индуктивные делители без магнитной связи выполняются в виде воздушных реакторов или в виде однообмоточных реакторов с ферромагнитным сердечником. В последнем случае реакторы имеют меньшие размеры, однако с увеличением тока нагрузки возможно насыщение реакторов и ухудшение из-за этого деления токов.

В качестве активно-индуктивных делителей используются также специально подобранные по сечению и длине провода, идущие от отдельно стоящих трансформаторов к каждому из параллельно включенных вентилях.

В вентильном электроприводе широко применяется параллельное соединение преобразователей, что позволяет решить следующие задачи:

1. Получить эквивалентные многофазные режимы. Например, при параллельном соединении двух трехфазных мостов, один из которых питается от обмоток трансформатора с соединением в звезду, а второй в треугольник, осуществляется эквивалентная двенадцатифазная схема выпрямления. При параллельном соединении необходимо применять реакторы для выравнивания мгновенных значений напряжений.

2. Уменьшить токи к.з. и скорость нарастания тока при отпирании тиристоров. Для решения этой задачи необходимо каждый из параллельно включенных преобразователей питать от отдельного трансформатора. В случае применения общего трансформатора с двумя или большим количеством комплектов вторичных обмоток требуется специальная конструкция трансформатора.

Уменьшение токов к.з. необходимо в установках достаточной большой мощности (более 10 000 кВт). При недостаточной разрывной способности защитной аппаратуры (предохранители, выключатели) ограничение токов к.з. требуется и при меньших мощностях.

3. Уменьшить потребление реактивной мощности путем несимметричного сеточного управления.

4. Увеличить мощность установок при реконструкции с максимальным использованием установленного оборудования. Деление тока между параллельно включенными преобразователями осуществляется с помощью системы регулирования.

4. Последовательное соединение вентилях

Последовательное соединение вентилях показано на рис. 1-123, а. В общем случае используются вентили, имеющие разные токи утечки: прямые — для тиристоров, обратные — для тиристоров и диодов.

При последовательном соединении через все вентили протекает один и тот же ток утечки, поэтому напряжения на них распределяются неравномерно: на вентилях с большим током утечки будет меньше напряжение (рис. 1-123, б).

Самым простым и наиболее распространенным способом улучшения распределения напряжения между последовательно включенными вентилями является использование резисторов, включаемых параллельно каждому вентилу (рис. 1-123, в).

Параллельно каждому вентилу необходимо также включать конденсатор. Это определяется тем, что вентили имеют разную

скорость восстановления запирающей способности, поэтому при отсутствии шунтирующих конденсаторов к вентилю, который запирается быстрее других, прикладывается полное обратное напряжение последовательно включенных тиристорах в цепи.

В тиристорных преобразователях шунтирующие конденсаторы служат также для выравнивания прямых напряжений на последовательно включенных тиристорах в

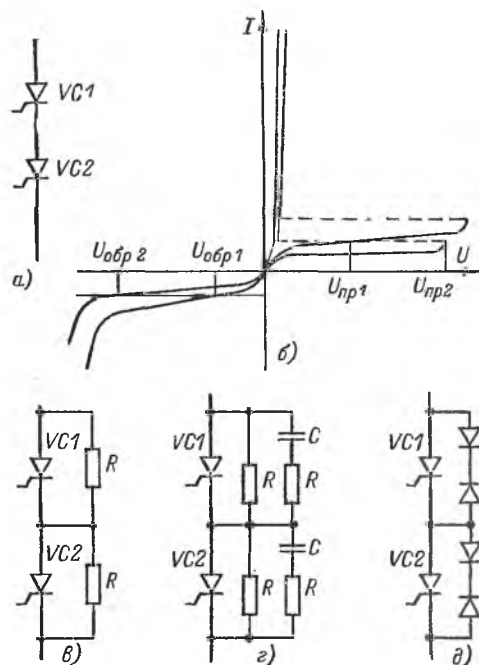


Рис. 1-123. Последовательное соединение вентилях.

а, в, г, д — схемы; б — вольт-амперные характеристики.

динамических режимах. При отсутствии конденсаторов к тиристорам с большим временем включения может быть приложено полное прямое напряжение цепи. Шунтирующие конденсаторы выравнивания напряжения в переходных режимах увеличивают токи через тиристоры при их отпирании. Для уменьшения тока разряда конденсатора на отпирании тиристор последовательно с конденсатором включают резистор (рис. 1-123, г), сопротивление которого выбирают возможно меньшим, чтобы не ухудшать выравнивающее действие конденсатора.

Для выравнивания напряжения между последовательно включенными тиристорами применяют также шунтирование их селеновыми диодами или кремниевыми лавинными диодами, включенными встречно (рис. 1-123, д).

Сопротивление шунтирующего резистора определяется по следующей формуле:

$$R \leq \frac{nU_{\text{доп}} - U_{\text{max}}}{(n-1)\Delta I_{\text{ут}}},$$

где n — число последовательно включенных вентилях; $U_{\text{доп}}$ — наибольшее допустимое напряжение на вентилю; U_{max} — наибольшее напряжение на ветви с последовательно включенными вентилями; $\Delta I_{\text{ут}}$ — разность наибольшего $I_{\text{ут, max}}$ и наименьшего $I_{\text{ут, min}}$ значения токов утечки вентилях.

Эта формула получена для наихудшего случая с точки зрения неравенства напряжений: когда один из вентилях в последовательной ветви имеет наименьший ток утечки, а все остальные — наибольший.

Если неизвестен наименьший ток утечки, который изготовителем не задается, то при расчете с запасом полагают $\Delta I_{\text{ут}} = I_{\text{ут, max}}$.

Для тиристоров прямой ток утечки обычно несколько больше обратного, поэтому расчет следует вести по прямому току.

Мощность, рассеиваемую на шунтирующем резисторе, можно рассчитать по формуле

$$P = \frac{U_{\text{д}}^2}{R} = k_{\text{д}}^2 \frac{U_{\text{м}}^2}{R},$$

где $U_{\text{д}}$ и $U_{\text{м}}$ — соответственно действующее и амплитудное значения напряжения на резисторе; $k_{\text{д}}$ — коэффициент пропорциональности между $U_{\text{д}}$ и $U_{\text{м}}$.

В диодных преобразователях к шунтирующему резистору практически приложено только обратное напряжение соответствующего диода (если пренебречь малой величиной прямого падения напряжения диода). Исходя из этого условия можно определить коэффициент $k_{\text{д}}$, который для трехфазной схемы составляет $1/1,57$, а для однофазной мостовой и двухфазной нулевой равен $1/2$.

В тиристорных преобразователях наибольшая мощность рассеивается в резисторах при нулевом угле проводимости вентилях. В этом случае форма напряжения является синусоидальной, поэтому коэффициент $k_{\text{д}} = 1/\sqrt{2}$.

Емкость шунтирующего конденсатора

$$C \geq \frac{(n-1)\Delta Q}{nU_{\text{доп}} - U_{\text{max}}},$$

где ΔQ — максимальная разность величин накопленных зарядов группы последовательно включенных вентилях.

Сопротивления резистора, включаемого последовательно с шунтирующим конденсатором, составляет обычно 5—50 Ом.

Принудительное распределение напряжений на последовательно включенных вентилях с помощью шунтирующих резисторов снижает к.п.д. полупроводниковых преобразователей. Поэтому исследовались также другие способы.

Точное распределение напряжений может быть получено при последовательном

соединении преобразователей, питающихся от индивидуальных трансформаторов или от отдельных вторичных обмоток одного трансформатора. Такой способ применяется в установках относительно большой мощности. Он позволяет также комбинацией схем соединения обмоток трансформаторов получить эквивалентные многофазные режимы. Например, при последовательном соединении двух трехфазных мостов, один из которых питается от обмоток, соединенных в звезду, а второй — от обмоток, соединенных в треугольник, получается эквивалентный двенадцатифазный режим выпрямления (двенадцатипульсовая схема). Кроме того, при последовательном соединении преобразователей можно уменьшить потребление реактивной мощности поочередным управлением преобразователями.

В электроприводах до 1000 В с повышением класса тиристоров становится экономически неоправданным последовательное соединение тириستоров или преобразователей.

1-29. СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

Общие положения. Основной задачей системы импульсно-фазового управления (СИФУ) средним значением выпрямленного напряжения U_d тиристорного преобразователя является получение требуемой зависимости напряжения U_d от напряжения управления $U_{упр}$. В идеальном случае

$$U_d = KU_{упр},$$

где K — постоянная величина, не зависящая от режимов питающей сети и от нагрузки в цепи выпрямленного тока.

Воздействие на напряжение U_d осуществляется путем изменения угла управления α . Устройство, осуществляющее изменение угла управления α в зависимости от напряжения управления $U_{упр}$, называется системой импульсно-фазового управления. Выходные сигналы СИФУ представляют собой импульсы, параметры которых выбираются в соответствии с параметрами управляющих цепей тиристоров и силовой схемой тиристорного преобразователя.

Управление углом α осуществляется в основном двумя способами:

1) синхронный способ характеризуется отсчетом угла управления от определенной фазы напряжения питающей сети

$$\theta_i = \varphi + \frac{2\pi}{p} (i - 1) + \theta_i(U_{упр}),$$

где θ_i — угол подачи i -го импульса управления; $\theta_i = \omega t_i$ ($i = 1, 2, \dots$); ω — угловая частота сети, рад/с; t — время; p — число пульсаций преобразователя (пульсность) за период сети; θ_i — регулируемый угол задержки; φ — угол начала отсчета фазы по отношению к напряжению сети;

2) асинхронный способ характеризуется регулированием интервалов между импульсами управления без однозначной явновыраженной «привязки» к фазе питающей сети

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \frac{2\pi}{p} + \theta_i(U_{упр}).$$

Эта фазировка выполняется с помощью обратной связи по выходному параметру тиристорного преобразователя: напряжению U_d или току I_d .

Синхронные СИФУ могут быть:

а) многоканальными, имеющими индивидуальный отсчет угла управления для каждого канала p -канальной СИФУ;

б) одноканальными, имеющими синхронизацию одного или нескольких каналов.

Асинхронные СИФУ обычно бывают одноканальными.

Одноканальные СИФУ имеют общий составной интегратор для получения регулируемого угла задержки $\theta_i(U_{упр})$. Это упрощает получение высокой симметрии импульсов управления при симметрии напряжений питающей сети, так как выполнение нескольких интеграторов с малым различием их параметров представляет собой сложную техническую задачу.

Для реализации зависимостей $\theta_i = \theta_i(U_{упр})$ применяют способы вертикального и тангенциального управления.

Первый способ основан на принципе развертывающего преобразования, сущность которого состоит в определении моментов времени, в которые изменяется знак суммы развертывающего периодического сигнала, синхронного с напряжением сети питания преобразователя, и сигнала управления. Импульсы управления выдаются в эти моменты времени с учетом знака производной указанной суммы сигналов.

Второй способ состоит в интегрировании сигнала управления начиная от момента синхронизации. Угол задержки θ пропорционален времени изменения интеграла до заданного уровня.

Современные СИФУ строятся главным образом по первому способу. Второй способ целесообразен лишь в простейших мало-мощных преобразователях.

Многоканальные системы импульсно-фазового управления. Структурная схема многоканальной синхронной СИФУ, построенной на серийных интегральных микросхемах с малой степенью интеграции, приведена на рис. 1-124. Она включает в себя активные сетевые фильтры на операционных усилителях 1. С целью получения развертывающего напряжения, не зависящего от амплитудных изменений напряжения сети, выходной сигнал фильтра преобразуется в двухполярное прямоугольное напряжение, ограниченное по амплитуде компаратором на операционном усилителе 2. Далее прямоугольное напряжение поступает на вход интегратора на операционном усилителе 3, на выходе которого получается пилообразное развертывающее напряжение. Напряже-

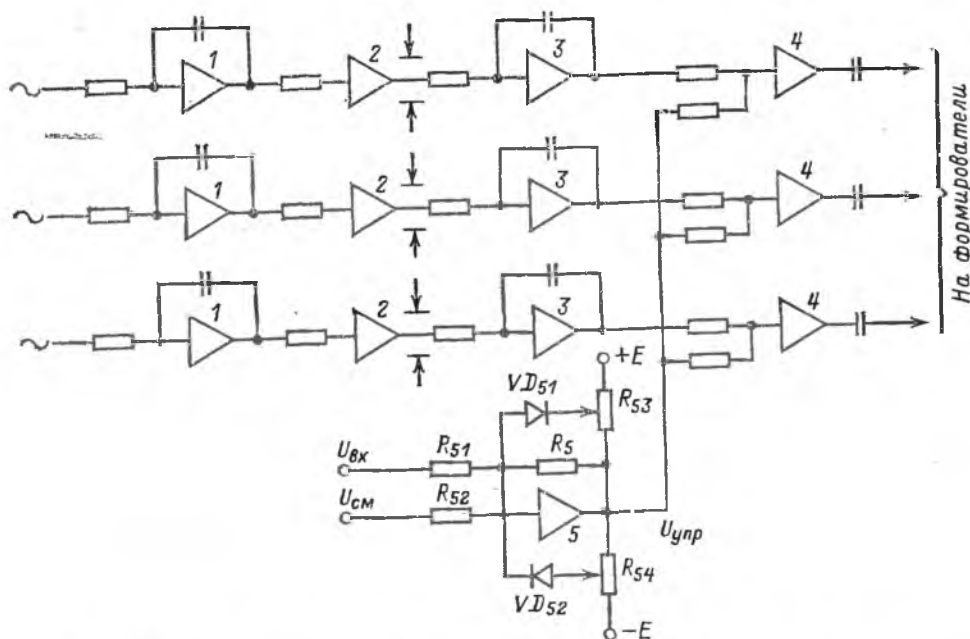


Рис. 1-124. Структурная схема многоканальной синхронной системы импульсно-фазового управления для трехпульсного тиристорного преобразователя ($p=3$).

ние управления $U_{упр}$ сравнивается с разветвляющим с помощью компаратора 4. В момент их равенства подается импульс на формирователь выходного импульса.

В пикетной части структурной схемы показан согласующий усилитель, являющийся общим для всех каналов. Число каналов соответствует числу пульсаций p тиристорного преобразователя. Для наиболее распространенной трехфазной симметричной мостовой схемы преобразователя $p=6$. Схема, приведенная на рис. 1-124, пригодна для $p=3$, т. е. для трехфазного нулевого преобразователя или для трехфазного несимметричного мостового тиристорно-диодного выпрямителя. Все каналы СИФУ идентичны.

Усилитель 5 является инвертирующим, т. е. он меняет знак сигнала на выходе по отношению к входному сигналу.

Передаточный коэффициент усилителя внутри пределов ограничения

$$k = \frac{\Delta U_{упр}}{\Delta U_{вх}} \approx \frac{R_5}{R_{51}}.$$

При достижении напряжением $U_{упр}$ определенного значения, устанавливаемого на потенциометрах R_{53} и R_{54} для разных полярностей напряжения $U_{упр}$, открывается цепь одного из диодов — VD_{51} или VD_{52} — в зависимости от полярности напряжения U_y . После этого передаточный коэффициент становится равным:

$$k' = \frac{\Delta U_y}{\Delta U_{вх}} \approx \frac{R_{53}}{R_{51}}.$$

Обычно выбирается $R_{51} \gg R_{53}$, так что характеристика «вход—выход» в зоне ограничения имеет очень малый наклон по отношению к оси $U_{вх}$.

Напряжения $+E$ и $-E$ определены относительно общего нулевого провода, который на рис. 1-124 не показан. Если углы α_{min} и α_{max} необходимо изменять в функции каких-либо сигналов, например уменьшать α_{min} в функции увеличения э. д. с. двигателя, а максимальный угол управления α_{max} — уменьшать в функции увеличения выпрямленного тока преобразователя, то на потенциометры R_{53} и R_{54} подаются отдельно соответствующие напряжения, обеспечивающие требуемые функциональные зависимости.

Смещение характеристики «вход—выход» усилителя в сторону положительных значений $U_{вх}$ равно $-U_{см} R_{51}/R_{52}$, где $U_{см}$ — напряжение источника смещения относительно общего нулевого провода. Это смещение может потребоваться при совместном несогласованном управлении реверсивным тиристорным преобразователем для создания зоны нечувствительности.

Схема многоканальной СИФУ может несколько отличаться от изображенной, например, разветвляющее напряжение можно получить интегрированием постоянного напряжения с периодическим сбросом выхода интегратора на нуль, используя для сброса дифференцированное (прошедшее через конденсатор) выходное напряжение компаратора 4.

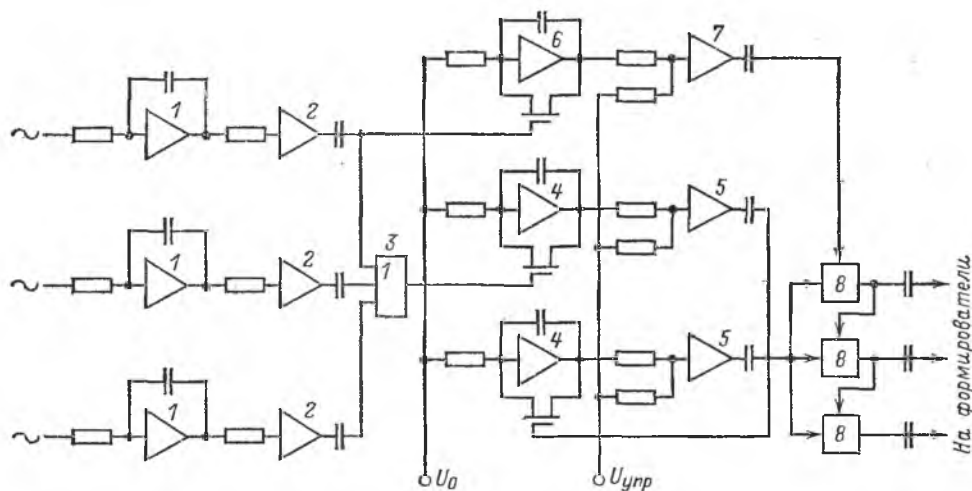


Рис. 1-125. Структурная схема одноканальной синхронной системы импульсно-фазового управления для трехфазного тиристорного преобразователя ($p=3$).

Без принятия специальных мер асимметрия многоканальной СИФУ составляет $3-6^\circ$. Получение меньшей асимметрии требует применения точных деталей с одинаковыми температурными коэффициентами, а также установки регулируемых элементов.

Асимметрией по углу управления i -й фазы называется разность между углом управления α_i i -й фазы и средним значением углов управления всех p фаз, т. е. $\Delta\alpha_i =$

$$= \alpha_i - \frac{1}{p} \sum_{j=1}^p \alpha_j.$$

В быстродействующей системе регулирования скорости двигателя постоянного тока при асимметрии 2° подчиненный регулятор тока не может работать без специального фильтра в цепи обратной связи, включение которого снижает быстродействие системы.

При относительно малой мощности питающей сети возможно явление гармонической неустойчивости, обусловленное обратной связью по напряжению синхронизации, которое изменяется вследствие работы преобразователя.

Асимметрия 2° требует увеличения индуктивности сглаживающего реактора на 10%, а в преобразователе, выполненном по схеме двойной обратной звезды с уравнительным реактором, не обеспечивается деление нагрузки между группами вентилей при асимметрии более 1° (нарушение противофазности импульсов).

Связь асимметрии с параметрами элементов $x_{1,i}, \dots, x_{h,i}$ i -го канала СИФУ приближенно выражается через полный дифференциал

$$\Delta\alpha_i = \sum_{j=1}^k \frac{\partial \alpha}{\partial x_{j,i}} \Delta x_{j,i},$$

где

$$\alpha = \frac{1}{p} \sum_{j=1}^p \alpha_j = \alpha_i - \Delta\alpha_i.$$

Наиболее правильными оценками асимметрии являются среднеквадратичные оценки

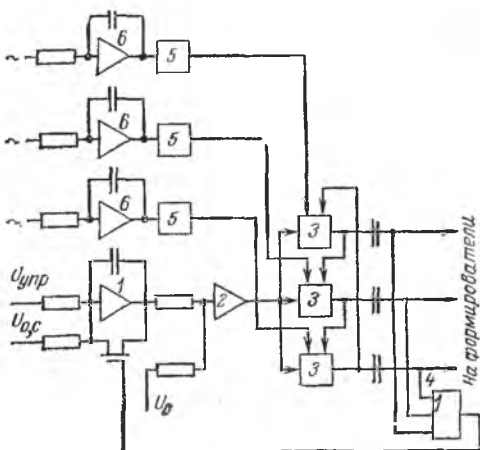


Рис. 1-126. Структурная схема одноканальной асинхронной системы импульсно-фазового управления для трехфазного тиристорного преобразователя ($p=3$).

ки, основанные на статистических методах, оперирующих со случайными величинами.

Среднеквадратичная асимметрия p -канальной СИФУ определяется формулой

$$\delta\alpha = \sqrt{\frac{1}{p} \sum_1^p \left(\alpha_i - \frac{1}{p} \sum_1^p \alpha_i \right)^2}.$$

Одноканальные системы импульсно-фазового управления. В одноканальной синхронной СИФУ (рис. 1-125) имеются сетевые активные фильтры в каналах синхронизации 1, аналогичные фильтрам многоканальной синхронной СИФУ, компараторы 2, логическая схема ИЛИ 3, с выхода которой импульсы трехкратной частоты поступают на цепочку фазосдвигающих узлов. Каждый фазосдвигающий узел состоит из интегратора 4 со сбросом и узла сравнения 5. Количество фазосдвигающих узлов n определяется числом каналов p СИФУ: $n \geq p/2$. С выхода цепочки фазосдвигающих узлов импульсы подаются на распределитель, состоящий из логических ячеек 8. Синхронизация распределителя осуществляется дополнительным фазосдвигающим узлом на интеграторе 6 и компараторе 7.

Причинами фазовой асимметрии импульсов управления в одноканальной СИФУ являются фильтры цепей синхронизации и питающая сеть. Существует также возможность гармонической неустойчивости.

Структурная схема одноканальной асинхронной СИФУ (рис. 1-126) содержит интегратор 1, компаратор 2, распределитель на логических элементах 3, схему логического сложения импульсов (элемент ИЛИ) 4 и схему ограничения углов на элементах 5, присоединенную к сети через активный фильтр 6.

Асинхронная система, регулирующая напряжение преобразователя, т. е. имеющая в качестве сигнала обратной связи $U_{\text{о.о}}$ выпрямленное напряжение U_d преобразователя, по своим статическим и динамическим характеристикам эквивалентна синхронной системе с обратной связью по напряжению U_d , выгодно отличаясь от нее отсутствием влияния сети на фазовую асимметрию в рабочих режимах.

Введение дополнительного постоянного сигнала U_0 устраняет неоднозначность фиксации нулевого значения интеграла ошибки $(U_{\text{упр}} - U_{\text{о.с}})$, возникающую в некоторых режимах работы преобразователя, и тем самым обеспечивает устойчивость асинхронной системы.

Сигналы различных частот проходят через шестифазный преобразователь с одноканальной СИФУ при отсутствии биений и постоянной составляющей.

Защита систем импульсно-фазового управления от помех. В тиристорных преоб-

разователях СИФУ работает в условиях высокого уровня электромагнитных помех. Особенно важно это учитывать при использовании интегральных микросхем с низкими мощностями входных сигналов.

Для защиты СИФУ от помех проводятся схемные мероприятия, экранирование, а также конструктивные мероприятия.

К схемным мероприятиям относится выбор структуры СИФУ. Наиболее целесообразной является структура с общим нулем. Все источники питания при этом имеют общую точку (нуль), проходящую через все блоки СИФУ. Преимущество такой структуры заключается в уменьшении связей через емкость между обмотками трансформаторов источников питания.

Кроме фильтров на выходах источников питания целесообразно предусматривать фильтры цепей питания в каждом блоке.

Для снижения помех в проводах СИФУ необходимо соблюдать некоторые правила:

1) каждый импульсный контур должен иметь индивидуальные цепи. Использование общего провода для разных контуров не допускается, так как падение напряжения в нем создает мешающее влияние контуров;

2) каждый канал СИФУ должен питаться через собственные пары скрученных проводов;

3) питание устройств от общего блока должно осуществляться только по радиальной схеме, а не по кольцевой;

4) необходимо осуществлять электростатическую экранировку трансформаторов путем прокладывания между первичной и вторичной обмотками слоя тонкой фольги, охватывающей (без замыкания) внутреннюю обмотку. Экран металлически соединяется с общим нулем, который заземляется с корпусом в специально выбранной единственной точке с помощью съемной перемычки.

К конструктивным мероприятиям относится правильная прокладка проводов с соблюдением следующих правил:

1) цепи управления с большим сопротивлением должны быть по возможности удалены от силовых проводов и шин;

2) пересечение цепей управления с большим сопротивлением с силовыми должно выполняться под прямым углом и на максимальном расстоянии;

3) силовые провода нужно вести попарно (прямой и обратный), чтобы исключить образование пространственных витков, создающих магнитное поле;

4) на штепсельных разъемах необходимо обеспечивать наибольшее удаление цепей управления с большим сопротивлением от проводов с мощными импульсными сигналами;

5) следует применять отдельные провода для соединения силовых и управляющих цепей с общим источником питания.

1-30. СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ

1. Системы защиты от аварийных токов

В тиристорных преобразователях могут возникнуть аварийные режимы, сопровождающиеся недопустимыми по значению и длительности токами через тиристоры, например внешние и внутренние к.з.; опрокидывания инвертора; появление чрезмерных уравнильных токов в реверсивных преобразователях с совместным управлением тиристорными группами; отпирание тиристор в неработающей группе (открытие группы на группу) в реверсивных преобразователях с раздельным управлением вентилями группами.

Внутренние к.з. возникают вследствие потери тиристором запирающих свойств и закорачивания p - n -структуры (пробой тиристора).

Причинами пробоя тиристора могут явиться: высокая скорость нарастания тока (больше 20—200 А/мкс), нарушение механической целостности p - n -структуры при чрезмерном токе, усталостное разрушение ее при циклической токовой нагрузке преобразователя.

Опрокидывание инвертора является следствием нарушения правильной коммутации тока с одного вентиля на другой. В преобразователях, имеющих трехфазную мостовую схему, могут произойти однофазные и двухфазные опрокидывания инвертора. В первом случае аварийный ток протекает через два тиристора, соединенных с одной фазой трансформатора, который при этом находится в режиме холостого хода. Во втором случае ток протекает через два тиристора и две фазы трансформатора. В те полупериоды переменного напряжения, когда линейное напряжение трансформатора действует согласно с напряжением источника постоянного тока, происходит быстрое нарастание аварийного тока.

Опрокидывания инверторов возникают вследствие пропуска отпирания очередного тиристора (в трехфазной мостовой схеме это приводит к двухфазному и затем к однофазному опрокидыванию), снижения напряжения сети переменного тока, что приводит к увеличению тока инвертора и угла коммутации, который может стать больше угла опережения инвертора.

Причиной опрокидывания инвертора может быть скачок управляющего напряжения на входе системы фазового управления в сторону увеличения угла опережения, а также отпирание тиристора под действием импульсов помех на управляющем электроде, перенапряжений или высокой скорости нарастания напряжения на тиристоре в прямом направлении.

Чрезмерные токи в контуре уравнильных токов возникают в реверсивных вентилях преобразователях с совместным управлением вследствие нарушения соотношения $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 180^\circ$, что приводит к появлению постоянной составляющей в уравнильном

токе, насыщению уравнильных реакторов и быстрому нарастанию уравнильного тока до аварийного.

Отпирание тиристор в неработающей группе (открытие группы на группу) в реверсивных преобразователях с раздельным управлением вентилями группами происходит при подаче на них управляющих импульсов вследствие неисправностей в системе раздельного управления или кратковременного исчезновения и восстановления напряжения собственных нужд.

Расчет аварийных токов и интегралов предельной нагрузки I^2t для тиристорных преобразователей

При разработке тиристорных преобразователей расчетными аварийными режимами являются внешнее и внутреннее к.з., а также однофазное и двухфазное опрокидывания инвертора в реверсивных преобразователях.

При расчетах определяют: ударный ток к.з., I^2t (тепловой эквивалент) и при необходимости мгновенные значения аварийного тока.

Для проверки аппаратуры и токоведущих шин на электродинамическую стойкость определяют ударные токи внешнего и внутреннего к.з. Ударный ток при этом может служить также для оценки возможности выхода из строя тиристор в сравнении его с амплитудой допустимого для них полусинусоидального тока длительностью 10 мс. Эта амплитуда для наиболее распространенных тиристор Т-160 равна 3300 А и Т2-320 — 8500 А при температуре кремниевой пластины 125°С.

Для проверки уставок защитных устройств и оценки их быстродействия и токоограничивающих свойств необходим расчет мгновенных значений токов в указанных режимах.

Расчет интегралов предельной нагрузки I^2t производится для сравнения с тепловым эквивалентом I^2t тиристор, для проверки и выбора применяемых в тиристорных преобразователях предохранителей и для проверки селективности защит.

Поскольку большинство выпускаемых в настоящее время тиристорных преобразователей снабжено быстродействующей защитой, которая при к.з. блокирует или сдвигает к границе инверторного режима управляющие импульсы до включения очередного по порядку включения тиристора, то при внешних и внутренних к.з. в этих преобразователях аварийные токи протекают по двум плечам трехфазной мостовой схемы и двум фазам вторичной обмотки трансформатора, т.е. имеет место двухфазное к.з. трансформатора.

Амплитуда и продолжительность протекания аварийного тока при отпирании тиристор в неработающей группе реверсивного преобразователя с раздельным управлением и при нарушении соотношения $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 180^\circ$ в реверсивном преобразователе

с совместным управлением не превосходят их значений при внешнем к.з.

При внешних к.з. расчет токов ведется в предположении, что угол регулирования преобразователя равен нулю; при этом токи к.з. максимальны.

Для нахождения ударного тока глухого внешнего к.з. (к.з. на зажимах преобразователя до сглаживающего реактора) вначале находится амплитуда базового тока к.з.:

$$I_{k,m} = \frac{U_{2m,\phi}}{\sqrt{x_{2k}^2 + r_{2k}^2}}, \quad (1-120)$$

где $U_{2m,\phi}$ — амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора при холостом ходе; x_{2k} и r_{2k} — приведенные к вторичной стороне реактивное и активное сопротивления одной фазы трансформатора и питающей сети перемещения тока, т.е. $x_{2k} = x_{2k,\tau} + x_{2k,\sigma}$ и $r_{2k} = r_{2k,\tau} + r_{2k,\sigma}$. При мощностях тиристорных преобразователей до 500 кВт сопротивлением питающей сети можно пренебречь.

Если тиристорный преобразователь имеет двухобмоточный трансформатор, то реактивное и активное сопротивления трансформатора $x_{2k,\tau}$ и $r_{2k,\tau}$, Ом, находят, исходя из напряжения к.з. $u_k\%$ и активных потерь в обмотках P_k , или по активной составляющей напряжения к.з. $u_a, \%$:

$$z_{2k,\tau} = \sqrt{x_{2k,\tau}^2 + r_{2k,\tau}^2} = \frac{u_k\% U_{2\phi}}{100 I_{2\phi}} = \frac{u_k\%}{100} \frac{U_{2\phi}^2}{S_n \cdot 10^3},$$

$$r_{2k,\tau} = \frac{P_k \cdot 10^3}{3 I_{2\phi}^2} = \frac{P_k S_n \cdot 10^6}{U_{2\phi}^2} = \frac{u_a\%}{100} \frac{U_{2\phi}^2}{S_n \cdot 10^3},$$

$$x_{2k,\tau} = \sqrt{z_{2k,\tau}^2 - r_{2k,\tau}^2},$$

где S_n — номинальная мощность трансформатора, кВ·А; $U_{2\phi}$ и $U_{2\phi}$ — фазное и линейное напряжения вторичной обмотки трансформатора, В; P_k — активная мощность потерь к.з. в обмотках, кВт; $I_{2\phi}$ — фазный ток вторичной обмотки трансформатора, А.

Если тиристорный преобразователь содержит две мостовые схемы и трехобмоточный трансформатор, у которого напряжения вторичных обмоток сдвинуты на 30° , то $x_{2k,\tau}$ и $r_{2k,\tau}$ находят по напряжению и активным потерям частичного короткого замыкания на зажимах одной вторичной обмотки, при котором в первичной обмотке протекает ток, соответствующий номинальному току одной вторичной обмотки. Далее

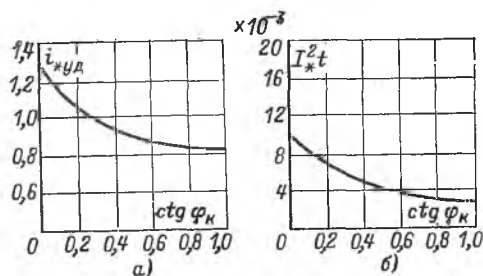


Рис. 1-127. Амплитуда тока в тиристорах (а) и интеграл предельной нагрузки (б) при внешнем к.з. тиристорного преобразователя с трехфазной мостовой схемой.

определяется $\text{ctg } \varphi_k = r_{2k}/x_{2k}$ и находится ударный ток глухого внешнего к.з.:

$$I_{\text{уд}} = I_{k,m} i_{* \text{уд}}, \quad (1-121)$$

где $i_{* \text{уд}}$ берется из рис. 1-127, а в зависимости от $\text{ctg } \varphi_k$.

Интеграл предельной нагрузки при глухом внешнем к.з. определяется по формуле

$$I_*^2 t = I_{k,m}^2 (I_*^2 t), \quad (1-122)$$

в которой $I_*^2 t$ определяется в зависимости от $\text{ctg } \varphi_k$ по кривой рис. 1-127, б.

Если тиристорный преобразователь питается от сети через анодные токоограничивающие реакторы, то $x_{2k,\tau}$ и $r_{2k,\tau}$ представляют собой реактивное и активное сопротивления этих реакторов, а $U_{2\phi}$ — линейное напряжение сети.

Мгновенные значения тока глухого внешнего к.з. рассчитываются по формуле

$$i_k = \frac{\sqrt{2} U_{2\phi}}{2 \sqrt{x_{2k}^2 + r_{2k}^2}} \left[\sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) e^{-\theta \text{ctg } \varphi_k} \right] \quad (1-123)$$

или строятся с помощью кривых на рис. 1-128, где $I_{k,m}$ определяется по (1-120).

Для случая внешнего к.з. за сглаживающим реактором (если последний входит в состав тиристорного преобразователя) ток внешнего к.з. рассчитывается по формуле

$$i_k = \frac{\sqrt{2} U_{2\phi}}{\sqrt{(2x_{2k} + \omega L_p)^2 + (2r_{2k} + r_p)^2}} \times \left[\sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) e^{-\theta \text{ctg } \varphi_k} \right], \quad (1-124)$$

где L_p — индуктивность сглаживающего реактора, Гн; r_p — активное сопротивление его обмотки, Ом;

$$\varphi_K = \arctg \frac{2x_{2K} + \omega L_p}{2r_{2K} + r_p};$$

$$\operatorname{ctg} \varphi_K = \frac{2r_{2K} + r_p}{2x_{2K} + \omega L_p}.$$

Ударный ток и интеграл предельной нагрузки в данном случае также могут быть найдены с помощью (1-121) и (1-122) и кривых на рис. 1-127, но амплитуда базового тока определяется по формуле

$$I_{K,m} = \frac{I_{2m,\Phi}}{\sqrt{\left(x_{2K} + \frac{\omega L_p}{2}\right)^2 + \left(r_{2K} + \frac{r_p}{2}\right)^2}} \quad (1-125)$$

Расчет токов при внутреннем к.з., как и для случая внешнего к.з., ведется в предположении, что угол регулирования преобразователя равен нулю. При этом предполагается, что момент начала внутреннего к.з. совпадает с моментом включения очередного тиристора. При этих условиях ток внутреннего к.з. будет максимальным по сравнению с током при любых других углах регулирования преобразователя и моментах начала внутреннего к.з.

Ударный ток внутреннего к.з. находится по (1-121), где $i_{*уд}$ берется из рис. 1-129, а в зависимости от $\operatorname{ctg} \varphi_K = r_{2K}/x_{2K}$, а базовый ток определяется по (1-120). Интеграл предельной нагрузки при внутреннем к.з. находится по (1-122), в которой I_{*t}^2 определяется из рис. 1-129, б в зависимости от $\operatorname{ctg} \varphi_K$.

Мгновенные значения тока внутреннего к.з. рассчитываются по формуле

$$i_K = \frac{\sqrt{2} U_{2л}}{2 \sqrt{x_{2K}^2 + r_{2K}^2}} \left[\sin(\theta - \varphi_K) - \sin \varphi_K e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_K} \right] \quad (1-126)$$

или строятся с помощью кривых на рис. 1-130, где $I_{K,m}$ определяется по (1-120).

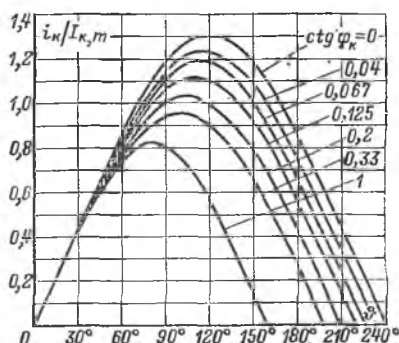


Рис. 1-128. Мгновенные значения токов в тиристорах при внешнем к.з.

Однофазное опрокидывание инвертора. Ток однофазного опрокидывания инвертора находится по формуле

$$I_{d,i} = \frac{E_{нач}}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L} t} \right) + I_{нач} e^{-\frac{R}{L} t}, \quad (1-127)$$

где $E_{нач}$ — э. д. с. двигателя, работающего в генераторном режиме, в начальный момент опрокидывания; $I_{нач}$ — ток инвертора перед опрокидыванием; R — суммарное активное сопротивление якоря, дополнительных полюсов и последовательной обмотки двигателя, обмотки сглаживающего реактора и соединительных проводов или шин, Ом; L — сумма индуктивностей якорной цепи двигателя и сглаживающего реактора, Гн.

Электродвижущая сила двигателя перед опрокидыванием определяется по формуле

$$E_{нач} = U_{инв} + I_{нач} R_{я,ц}, \quad (1-128)$$

где $U_{инв}$ — напряжение на зажимах преобразователя перед опрокидыванием; $R_{я,ц}$ — сопротивление якорной цепи двигателя.

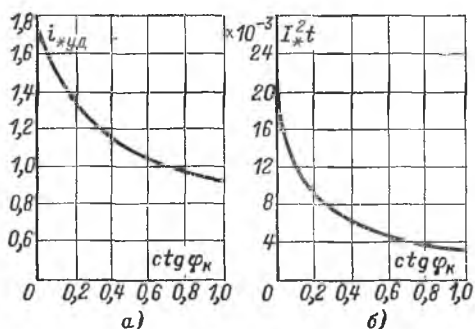


Рис. 1-129. Амплитуда тока в тиристорах (а) и интеграл предельной нагрузки (б) при внутреннем к.з. тиристорного преобразователя с трехфазной мостовой схемой.

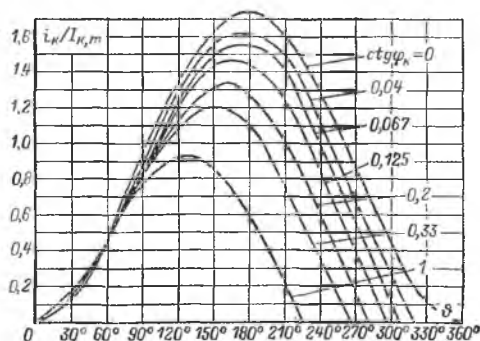


Рис. 1-130. Мгновенные значения токов в тиристорах при внутреннем к.з.

В худшем случае напряжение на преобразователе перед опрокидыванием может равняться его напряжению холостого хода при минимальном угле регулирования α_{min} :

$$U_{инв} = U_{d.0} \cos \alpha_{min}.$$

Формула (1-127) справедлива для отрезков времени до 0,02 с, так как за это время э. д. с. двигателя не успевает существенно измениться.

Двухфазное опрокидывание инвертора. Ток двухфазного опрокидывания инвертора рассчитывается по формуле

$$I_{d.и} = \frac{\sqrt{2} U_{эл}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin(\vartheta + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) e^{-\frac{R}{L}t} \right] + I_{нач} e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E_{нач}}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right), \quad (1-129)$$

где $\psi = -\beta$; $\varphi = \arctg \frac{L}{R}$.

Активное сопротивление R и индуктивность L контура двухфазного опрокидывания состоят из активных сопротивлений и индуктивностей якорной цепи двигателя и двух фаз трансформатора.

Первый максимум тока двухфазного опрокидывания

$$I_{d,imax} = \frac{2U_{элmax}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} + I_{нач} + \frac{E_{нач}}{R} \left(1 - e^{-0,01 \frac{R}{L}} \right) \quad (1-130)$$

при $\omega L \gg R$.

При проектировании электроприводов в ряде случаев бывает целесообразно произвести расчет мгновенных значений тока внешнего к. з. Например, при питании нескольких электродвигателей от одного преобразователя и при длинных кабелях между преобразователем и двигателями такой расчет следует произвести для к. з. вблизи двигателя, чтобы оценить, нужно ли устанавливать автоматические выключатели постоянного тока отдельно для каждого двигателя и с меньшими уставками в дополнение к автоматическому выключателю в тиристорном преобразователе.

Требования к защите и защитные аппараты, применяемые в тиристорных преобразователях

Защита преобразователей должна действовать при внешних и внутренних к. з., при возникновении аварийных токов

между тиристорными группами и при опрокидываниях инвертора. При внешних к. з. и опрокидываниях инвертора защита должна отключить преобразователь со стороны постоянного тока.

Кроме того, при внешних к. з. желательна локализация аварийного тока по месту (предотвращение перехода аварийного тока на следующие по порядку коммутации в схеме вентили) и по времени (ограничение аварийного тока первой полуwave), что должно обеспечиваться устройством защиты по управляющему электроду, которое снимает или сдвигает к границе инверторного режима управляющие импульсы. При опрокидываниях инвертора эта защита неэффективна.

При внутренних к. з. защита должна отключать весь преобразователь или поврежденный тиристор (защита по управляющему электроду при этом должна снять или сдвинуть к границе инверторного режима управляющие импульсы).

При появлении аварийных токов между тиристорными группами защита должна разомкнуть цепь аварийного тока или отключить преобразователь от сети.

Основные требования, предъявляемые к аппаратам и устройствам защиты, заключаются в следующем:

Максимальное быстродействие. С ростом продолжительности протекания аварийного тока увеличиваются размеры повреждений в преобразователе, а при опрокидываниях инвертора возрастает абсолютное значение аварийного тока. Малая тепловая емкость кремниевого элемента и обусловленная ею высокая чувствительность тиристорных к значению и продолжительности протекания аварийных токов определяют высокие требования к быстродействию защиты тиристорных преобразователей.

Селективность. Отключение только поврежденных вентилях без нарушения работы исправных вентилях и преобразователя в целом. В то же время при срабатывании защиты, отключающей преобразователь в целом, не должна срабатывать защита, отключающая вентили.

Чувствительность, т. е. обеспечение срабатывания защиты при возможно меньших значениях аварийных токов.

Надежность, помехоустойчивость, простота настройки и обслуживания.

В тиристорных преобразователях малой и средней мощности (на токи 50—1000 А при напряжениях 230 и 460 В) для защиты от внешних к. з. и опрокидываний инвертора применяют, как правило, установочные автоматические выключатели серии АЗ700, имеющие собственное время срабатывания 12—14 мс, т. е. не обладающие необходимым быстродействием. Выключатели устанавливают со стороны постоянного тока преобразователя, а также со стороны переменного тока в случае питания преобразователя от сети с напряжением до 380 В для защиты трансформаторов или анодных токоограничивающих реакторов, а в преоб-

разователях с одним тиристором в плече трехфазной мостовой схемы — и для защиты при внутренних к.з. (пробоях тиристоров).

В тиристорных преобразователях на токи 800 и 1000 А со стороны переменного и постоянного тока устанавливают по два автоматических выключателя серии АЗ700 параллельно.

В преобразователях с током 1000 А и напряжением 460 В на стороне выпрямленного тока применяют также выключатель ВАТ-46 на ток 1250 А, напряжение 460 В с собственным временем срабатывания 0,003—0,004 с.

В преобразователях большой мощности (на токи 1600—12 500 А при напряжениях 460—1050 В) применяют быстродействующие автоматические выключатели серии ВАТ-42 с временем до начала токоограничения при отключении 0,005 с.

В случае питания тиристорного преобразователя от сети 6 или 10 кВ защита трансформаторов осуществляется масляным выключателем высокого напряжения, не входящим в состав преобразователя и получающим сигнал на отключение от его вводного устройства высокого напряжения или от трансформаторов тока или от максимальных реле, установленных в КРУ 6—10 кВ.

В тиристорных преобразователях, имеющих несколько параллельно включенных тиристоров в плече трехфазной мостовой схемы, для защиты от внутренних к.з. применяют быстродействующие предохранители серий ПП57 и ПП57М. Основными показателями предохранителя, характеризующими его защитные свойства, являются наряду с номинальным напряжением, током плавкой вставки и предельно отключаемым током тепловые эквиваленты плавления и отключения (интегралы плавления и отключения, параметры I^2t плавления и отключения). Интеграл плавления $I^2t_{пл} =$

$\int_0^{t_{дуг}} i^2 dt$ пропорционален количеству тепла, выделяемому в плавкой вставке предохранителя аварийным током i за время от момента его возникновения до момента возникновения дуги $t_{дуг}$. Интеграл отключения

$I^2t_{откл} = \int_{t_0}^{t_p} i^2 dt$ пропорционален количеству тепла, выделяемому за время от момента возникновения аварийного тока до момента полного погасания дуги t_0 .

Для данной плавкой вставки интеграл плавления является постоянной величиной, а интеграл отключения зависит от действующего значения первой полуволны тока к.з.

В информационных материалах завод-изготовителя приводятся значения интегралов плавления и отключения предохранителей в функции эффективного значения тока к.з.

При разработке тиристорных преобразователей плавкие предохранители выбирают, исходя из действующего значения первой полуволны тока внутреннего к.з. $I_{к, действ}$, числа параллельно включенных в плече тиристоров n , коэффициента неравномерности загрузки тиристоров K (обычно принимают $K = 1,05 \div 1,2$), допустимого для тиристоров значения $I^2t_{тир}$ и напряжения со стороны переменного тока мостовой схемы.

Действующее значение тока внутреннего к.з. определяется по его ударному току:

$$I_{к, действ} = \frac{I_y}{\sqrt{2}},$$

где I_y находится по (1-121) и рис. 1-129, а.

Предохранители выбирают по условию защиты тиристоров

$$I^2 t_{откл, max} \leq \frac{n^2}{K^2} I^2 t_{тир}. \quad (1-131)$$

По $I^2 t_{откл, max}$ при данном токе $I_{к, действ}$ определяют наибольший номинальный ток плавкой вставки предохранителя. Плавкие вставки с данным и меньшим номинальными токами защищают неповрежденные тиристоры.

Номинальный ток выбранной плавкой вставки должен быть не меньше действующего значения максимального тока нагрузки через тиристор (с учетом допустимых перегрузок преобразователя).

Выбранный предохранитель должен удовлетворять условиям селективности:

а) за время срабатывания предохранителя поврежденной ветви не должны плавиться предохранители неповрежденных ветвей:

$$I^2 t_{откл, max} \leq \frac{n^2}{K^2} I^2 t_{пл, min}; \quad (1-132)$$

б) за время отключения автоматическим выключателем тока внешнего к.з. или опрокидывания инвертора не должны плавиться предохранители даже при одной вышедшей из строя и отключенной предохранителем параллельной ветви:

$$I^2 t_{откл, внеш} \leq \frac{(n-1)^2}{K^2} I^2 t_{пл, min}. \quad (1-133)$$

Следует отметить, что условия (1-131) и (1-132) в отечественных тиристорных преобразователях выполняются при числе параллельных ветвей, равном или большем трех, т.е. плавкие предохранители не могут обеспечить при внутренних к.з. защиту неповрежденных тиристоров при одном-двух тиристорах в плече мостовой схемы.

В тиристорных преобразователях ведущих зарубежных фирм устанавливают предохранители, имеющие интеграл отключения меньше I^2t одного тиристора, т.е. обеспечивающие выполнение условия (1-131) при $n = 1$. Условие (1-132) в тиристорных преобразователях зарубежных

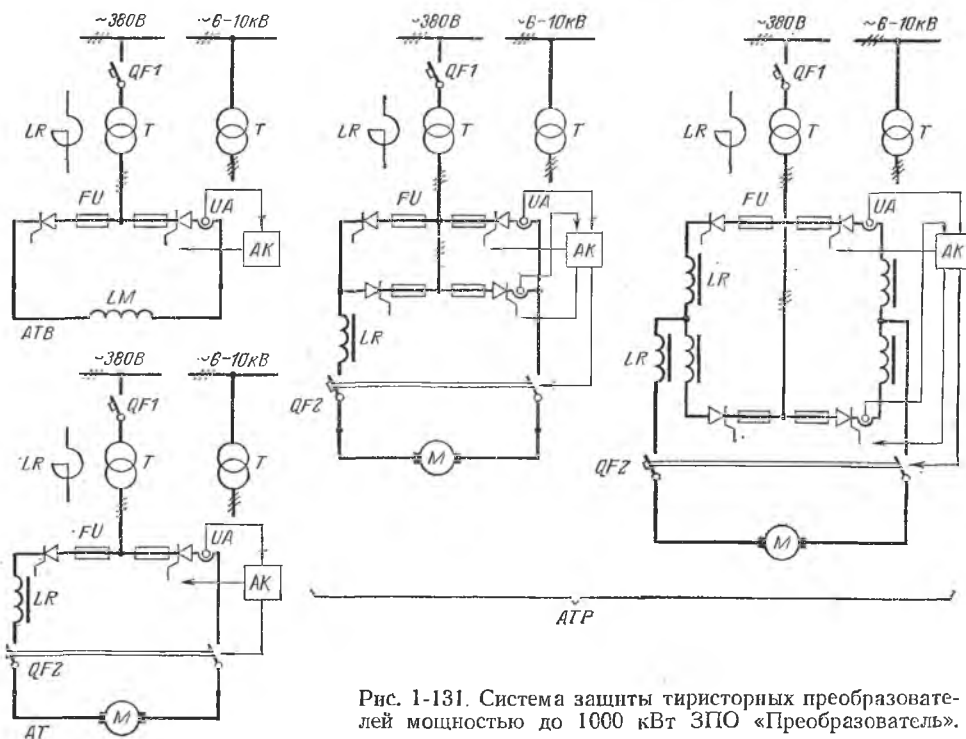


Рис. 1-131. Система защиты тиристорных преобразователей мощностью до 1000 кВт ЗПО «Преобразователь».

фирм выполняется при $n \geq 3$, как и в отечественных преобразователях.

Системы защиты тиристорных преобразователей от аварийных токов

Системы защиты тиристорных преобразователей строятся в зависимости от мощности преобразователя, его назначения (для питания обмотки возбуждения или якорных цепей) и силовой схемы (реверсивный или неревверсивный).

В качестве примера системы защиты тиристорных преобразователей мощностью до 1000 кВт на рис. 1-131 показана система защиты преобразователей модернизированной серии АТ, АТР, АТВ ЗПО «Преобразователь».

Преобразователи АТВ предназначены для питания обмоток возбуждения LM , преобразователи АТ и АТР — для питания якорных цепей двигателей постоянного тока M . В данную систему защиты входят:

- быстродействующее устройство защиты по управляющему электроду (АК) с датчиками UA на основе магнитоуправляемых контактов (герконов), сдвигающее управляющие импульсы к границе инверторного режима при внешних и внутренних к.з., появлении аварийных токов в уравнительном контуре или открывании группы на группу и при опрокидывании инвертора;
- автоматические выключатели посто-

янного тока $QF2$ (только в преобразователях АТ, АТР для питания якорной цепи), обеспечивающие селективное отключение преобразователей при внешних к.з. и опрокидываниях инвертора в сочетании со сдвигом управляющих импульсов;

в) плавкие предохранители FU для защиты при внутренних к.з. в сочетании со сдвигом и последующим возвратом управляющих импульсов;

г) автоматические выключатели переменного тока $QF1$ (при напряжении питающей сети 380 В) для защиты трансформаторов T или анодных токоограничивающих реакторов LR .

Селективность токовых защит обеспечивается благодаря наличию нескольких параллельных ветвей (три и более) в плече мостовой схемы при токах преобразователей 200 А и более и реакторов LR в цепи выпрямленного тока.

При открывании группы на группу управляющие импульсы сдвигаются к границе инверторного режима и отключается автоматический выключатель постоянного тока $QF2$, предупреждая опрокидывание инвертора.

Следует отметить, что в тиристорных преобразователях ведущих зарубежных фирм (ВВС, АЭГ, «Сименс», АСЭА и др.) при мощности до 1000 кВт и одном-двух параллельных тиристорах в плече мостовой схемы для защиты от аварийных токов используют только плавкие предохранители

(в том числе и для защиты реверсивных преобразователей при опрокидывании инвертора), а автоматические выключатели на стороне постоянного тока не устанавливаются совсем или устанавливают небыстродействующие. Такое построение систем защиты возможно благодаря применению плавких предохранителей с интегралами

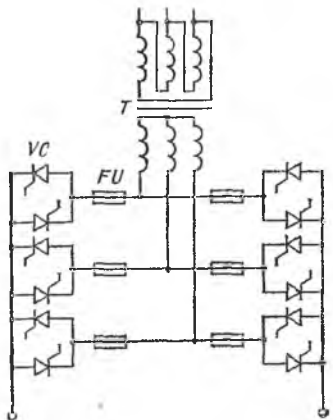


Рис. 1-132. Встречно-параллельное соединение тиристорov в реверсивном тиристорном преобразователе.

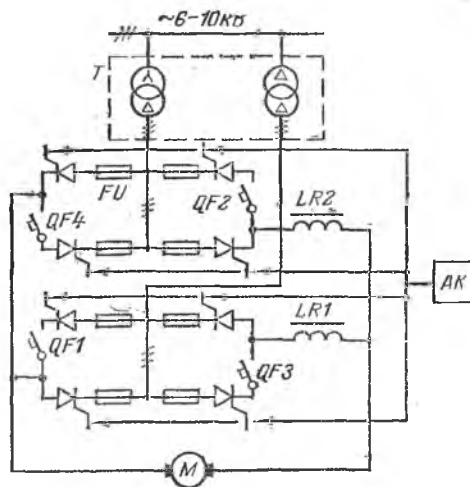


Рис. 1-133. Система защиты реверсивного тиристорного преобразователя мощностью свыше 1000 кВт, выпускаемого ХЭМЗ.

отключения, меньшими интеграла предельной нагрузки защищаемых тиристорov, т. е. предохранителей, обеспечивающих защиту одного-двух тиристорov в плече мостовой схемы.

В некоторых реверсивных преобразователях зарубежных фирм применяют встречно-параллельное соединение не мостовых схем, а тиристорov и используют один пре-

дохранитель на два встречно соединенных тиристора (рис. 1-132). Благодаря этому в 2 раза сокращается необходимое количество предохранителей.

В качестве примера системы защиты тиристорных преобразователей мощностью свыше 1000 кВт на рис. 1-133 показана система защиты реверсивного тиристорного преобразователя, выпускаемого ХЭМЗ. Этот преобразователь имеет 12-пульсную схему и встречно-параллельное соединение вентильных групп при раздельном управлении группами.

Преобразователь имеет следующие виды защит:

в) быстродействующую по управляющему электроду (АК), которая снимает управляющие импульсы с тиристорov при внешних к. з., опрокидываниях инвертора, открывании тиристорov в нерабочей группе;

б) автоматическими выключателями постоянного тока $QF1-QF4$ при этих же видах аварий (совместно с защитой п. «а»);

в) плавкими предохранителями FU при внутренних к. з.

Как и в тиристорных преобразователях мощностью до 1000 кВт, селективность токовых защит обеспечивается большим числом параллельных ветвей в плече мостовой схемы и реактором LR в цепи выпрямленного тока.

В зарубежных тиристорных преобразователях мощностью свыше 1000—1500 кВт в систему токовой защиты входят плавкие предохранители для защиты при внутренних к. з. и автоматические выключатели для защиты при внешних к. з. и опрокидываниях инвертора.

2. Система защиты от перенапряжений

Наиболее типичными видами перенапряжений, которые могут воздействовать на элементы тиристорных преобразователей, являются коммутационные периодические перенапряжения при запираании вентилей, а также перенапряжения при разрыве цепи выпрямленного тока, при включении или отключении ненагруженного трансформатора. Эти перенапряжения опасны для тиристорных преобразователей из-за высокой чувствительности тиристорov к ним и низкого уровня допустимых прямого и обратного напряжения.

Причиной коммутационных периодических перенапряжений является большая скорость обрыва (спада) обратного тока, обусловленного эффектом накопления в $p-n$ -переходах носителей тока и их рассасывания. Скорость уменьшения обратного тока при его обрыве достигает сотен ампер в микросекунду.

Перенапряжения при разрыве цепи выпрямленного тока зависят от скорости спада тока. Перенапряжения при включении ненагруженного трансформатора обусловлены броском намагничивающего тока и наличием емкостных связей между

обмотками и зависят от момента включения.

Средства защиты от перенапряжений. Для защиты от коммутационных перенапряжений применяют RC-цепочки, включенные параллельно тиристорам. Для защиты от перенапряжений при отключении ненагруженного трансформатора в большинстве тиристорных преобразователей применяют электролитические конденсаторы, включенные последовательно с резисторами на выходе вспомогательного трехфазного выпрямителя на маломощных диодах. Диоды этого выпрямителя обычно защищены плавкими предохранителями с сигнализацией о сгорании.

Поскольку амплитуда перенапряжений при включении трансформатора намного меньше возможной амплитуды перенапряжений при его отключении, то данные защитные узлы обеспечивают защиту и от этих перенапряжений.

Для защиты от перенапряжений при разрыве цепи постоянного тока применяют узлы свободного сброса на тиристорах (только в возбуждателях).

Подробные сведения об устройствах защиты от перенапряжений приводятся в информационных материалах заводов-изготовителей тиристорных преобразователей.

1-31. ОХЛАЖДЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Нормальный тепловой режим вентильного преобразователя обеспечивается охлаждающей системой, которая отводит тепловую энергию, выделяющуюся в силовых полупроводниковых приборах, и рассеивает ее в основной охлаждающей среде, т.е. в окружающем воздухе или проточной воде.

В зависимости от структуры охлаждающих системы разделяются на одноконтурные и двухконтурные. В одноконтурных охлаждающих системах полупроводниковые приборы охлаждаются основной охлаждающей средой по разомкнутому контуру.

В двухконтурных охлаждающих системах имеется промежуточный охлаждающий контур, при помощи которого осуществляется тепловая связь приборов с основной охлаждающей средой. Назначение этого контура состоит в обеспечении необходимого качества вспомогательного хладагента по электрическим, механическим и теплофизическим свойствам, которых не имеет основная охлаждающая среда. Вспомогательным хладагентом может быть сухой очищенный воздух, дистиллированная и деионизированная вода, трансформаторное масло и другие жидкости и газы. Вспомогательный хладагент, циркулирующий в замкнутом промежуточном охлаждающем контуре, переносит тепловую энергию, выделяющуюся в приборах, в теплообменник,

в котором эта энергия передается основной охлаждающей среде.

Тепловой контакт силового полупроводникового прибора с охлаждающим веществом осуществляется посредством охлаждаителей, обеспечивающих необходимую величину поверхности соприкосновения с этим веществом. Основной характеристикой охлаждаителя является его тепловое сопротивление, равное отношению разности температур

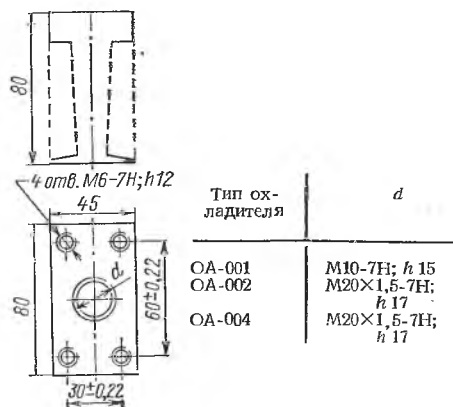


Рис. 1-134. Охладители типа OA-001, OA-002, OA-004.

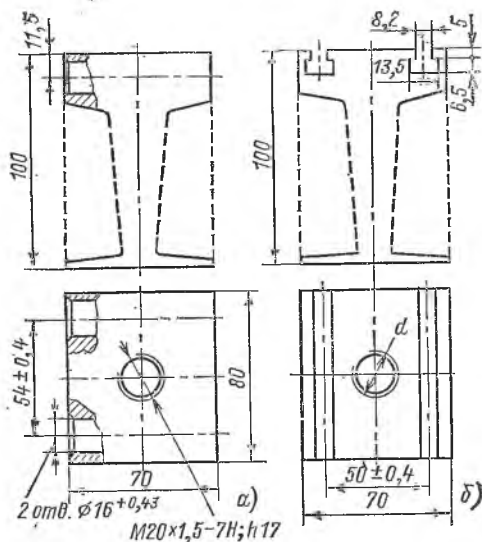


Рис. 1-135. Охладители типа.
а — OA-010 и OA-014; б — OA-011 и OA-012

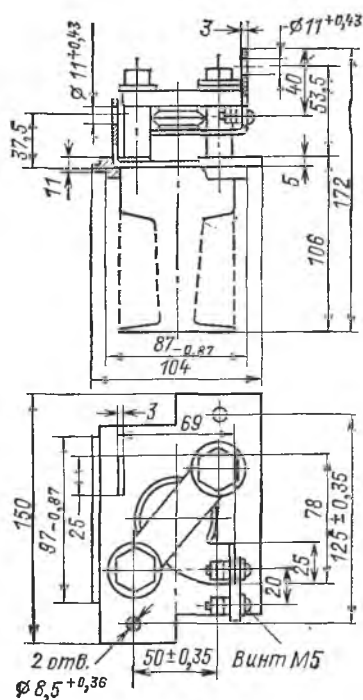


Рис. 1-136. Охлаждатели типа ОА-013.

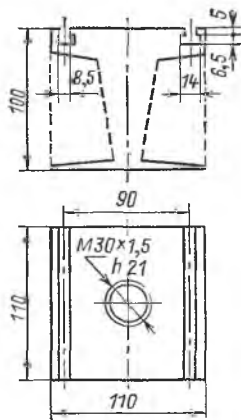


Рис. 1-137. Охлаждатели типа ОА-016, ОА-017, ОА-019 и ОА-020.

контактной поверхности и охлаждающей среды к отводимой от прибора мощности.

Технические данные охлаждаителей, выпускаемых промышленностью, приведены в табл. 1-25 и 1-26. Их габаритно-установочные чертежи приведены на рис. 1-134—1-144.

Климатическое исполнение охлаждаителей У, Т и В, кроме охлаждаителя типа ОА-021, изготавливаемого только в исполнении У, и охлаждаителей серии ОМ, изготавливаемых в исполнениях Т и ОМ; категория

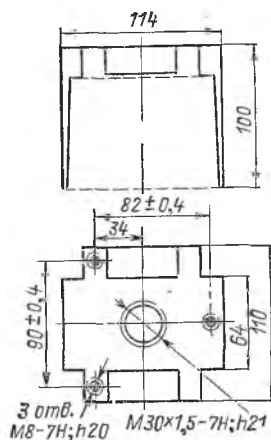


Рис. 1-138. Охлаждатели типа ОА-021.

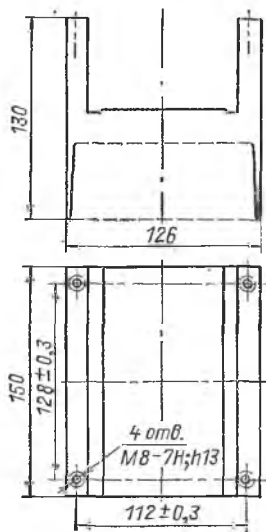


Рис. 1-139. Охлаждатели типа ОА-024, ОА-025, ОА-026.

размещения охлаждаителей 2 по ГОСТ 15150-69.

Охлаждатели серии ОА изготовлены на основе прессованных профилей. Электрический и тепловой контакт штыревого корпуса прибора с охлаждаителем обеспечивается посредством резьбового соединения. Для приборов таблеточного исполнения используется прижимное устройство.

Внешний диаметр контактной поверхности охлаждаителя должен быть не менее диаметра контактной поверхности основания прибора. Неплоскость контактной поверхности охлаждаителя не должна превышать 0,025—0,03 мм, шероховатость поверхности должна быть не более 3,2 мкм.

Для уменьшения переходного теплового сопротивления между охлаждаителем и прибором рекомендуется смазка типа КИТ-8 (ГОСТ 19783-74).

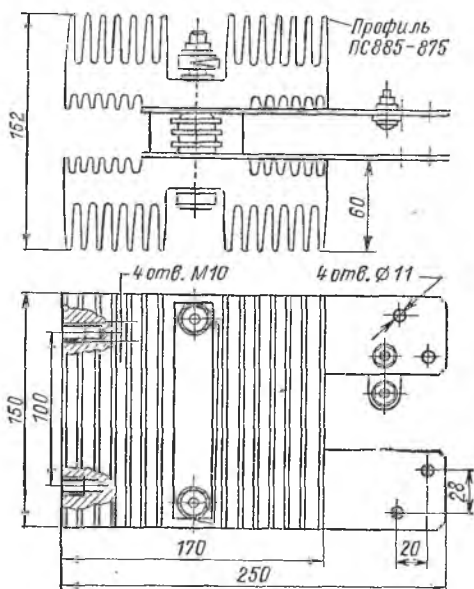


Рис. 1-140. Охладители типа ОА-034, ОА-036.

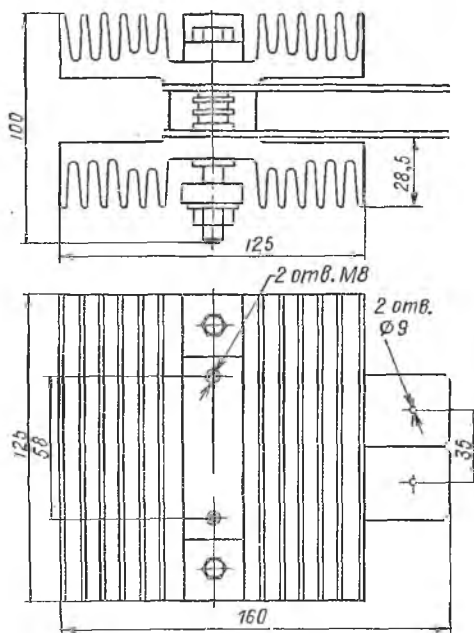


Рис. 1-141. Охладители типа ОА-039.

Наряду с воздушным охлаждением, при котором основной охлаждающей средой является воздух, для охлаждения полупроводниковых приборов применяется водяное охлаждение — как двухконтурное, так и одноконтурное (разомкнутое).

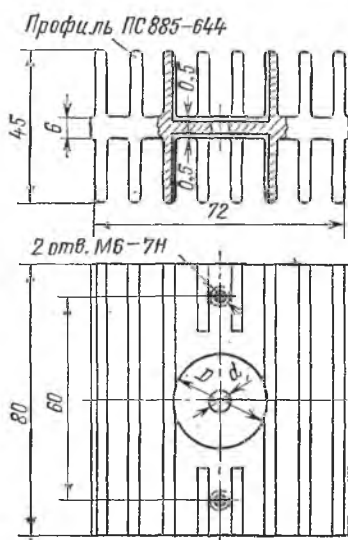


Рис. 1-142. Охладители типа ОА-042, ОА-043, ОА-044, ОА-045.

Тип охлажда- теля	d , мм	D , мм
ОА-042	5,3	32
ОА-043	6,4	32
ОА-044	10,5	32
ОА-045	10,5	40

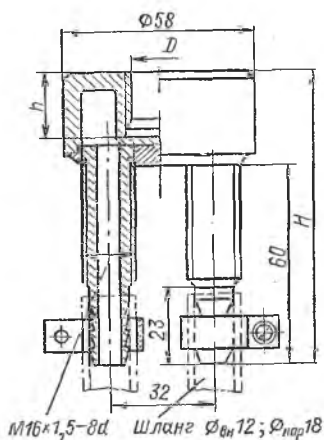


Рис. 1-143. Охладители типа ОМ-101 и ОМ-102.

Тип охлажда- теля	D , мм	h , мм	H , мм
ОМ-101	М20×1,5	16	88
ОМ-102	М30×1,5	21	94

Таблица 1-25

**Технические данные охладителей алюминиевых серии ОА (по ТУ 16-729.111-78)
для силовых полупроводниковых приборов**

Тип охладителя	Тепловые сопротивления, °C/Вт, при		Перепад давления охлаждающей среды на охладителе, Па	Осевые усилия сжатия, кН	Масса, кг, не более	Габариты приборов, мм		Рисунок	Конструктивное исполнение прибора**
	естественной конвекции воздуха (при рассеиваемой мощности, Вт)	принудительной конвекции*				высота	наибольший диаметр		
ОА-001, ОА-002, ОА-004	1,82(50)	0,64	15	—	0,45	—	—	1-134	1 и 2
ОА-010	1,20(70)	0,35	19	—	0,86	—	—	1-135, а	1 и 2
ОА-011, ОА-012	1,20(70)	0,35	19	—	0,80	—	—	1-135, б	1 и 2
ОА-013	1,20(70)	0,35	19	8±1,5	1,6	19±1	56	1-136	3
ОА-014	1,20(70)	0,35	19	—	0,88	—	—	1-135, а	1 и 2
ОА-016	0,67(100)	0,26	25	—	1,75	—	—	1-137	1 и 2
ОА-017	0,67(100)	0,26	25	—	1,75	—	—	1-137	5
ОА-019	0,68(130)	0,23	25	—	1,75	—	—	1-137	1 и 2
ОА-020	0,65(130)	0,23	25	15±2	2,4	21±3	74	1-137	3
ОА-021	0,77(100)	0,28	14	—	1,65	—	—	1-138	1 и 2
ОА-024, ОА-025, ОА-026	0,52(100)	0,17	20	15±2	4,1	21±3	74	1-139	3
ОА-034	0,30(240)	0,10	30	15±2	7,2	21±3	—	1-140	3
ОА-036	0,30(300)	0,10	30	24±2	7,5	21±3	84	1-140	3
ОА-039	0,75(19,5)	0,19	22	8±1,5	1,76	9±1	49	1-141	3
ОА-042, ОА-043, ОА-044, ОА-045	3,33(13,8)	—	—	—	0,17	—	—	1-142	1 и 2

* При принудительной конвекции скорость воздуха в межреберном пространстве охладителя составляет 6 м/с.

** Конструктивное исполнение см. § 1-27, п. 2.

Таблица 1-26

**Технические данные охладителей медных серии ОМ (по ТУ 16-729.111-78)
для силовых полупроводниковых приборов**

Тип охладителя	Тепловые сопротивления, °C/Вт, при		Перепад давления охлаждающей среды на охладителе, Па	Осевые усилия сжатия, кН	Масса, кг, не более	Габариты приборов, мм		Рисунок	Конструктивное исполнение прибора*
	естественной конвекции воздуха (при рассеиваемой мощности, Вт)	принудительной конвекции				высота	наибольший диаметр		
ОМ-001	4,25(10)	—	—	—	0,09	—	—	—	1 и 2
ОМ-002	3,30(20)	—	—	—	0,15	—	—	—	1 и 2
ОМ-003	1,60(30)	0,55	8	—	1,11	—	—	—	1 и 2
ОМ-004	1,00(60)	0,33	10	—	2,0	—	—	—	1 и 2
ОМ-005	0,77(100)	0,20	18	—	4,5	—	—	—	1 и 2
ОМ-006	1,00(60)	0,34	10	8±1,5	2,8	19±1	56	—	3
ОМ-007	0,77(100)	0,21	18	8±1,5	5,2	19±1	56	—	3
ОМ-008	0,77(100)	0,21	18	—	4,5	—	—	—	1 и 2
ОМ-101	—	0,11	7000	—	0,71	—	—	1-143	1 и 2
ОМ-102	—	0,065	10 000	—	0,68	—	—	1-143	1 и 2
ОМ-103	—	0,06	9000	15±2	2,2	21±3	74	1-144	3
ОМ-104	—	0,03	18 000	15±2	2,3	21±3	74	1-144	3

* Конструктивное исполнение см. § 1-27, п. 2.

Примечание. Для охладителей типа ОМ-001—ОМ-008 скорость воздуха при принудительной конвекции 6 м/с; для охладителей типа ОМ-101—ОМ-104 расход воды при принудительной конвекции 3 л/мин.

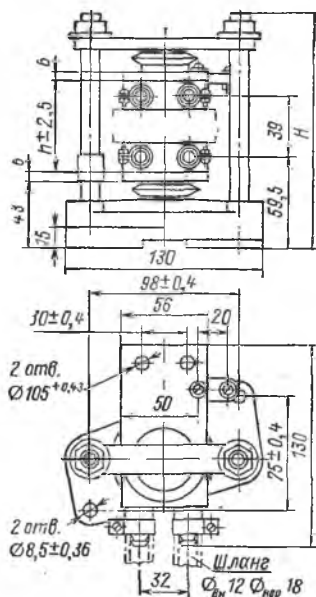


Рис. 1-144. Охладители типа ОМ-103 и ОМ-104.

Тип охлажда- теля	h , мм	H , мм
ОМ-103	41	135
ОМ-104	61	155

Для подготовки охлаждающего воздуха на промышленных предприятиях применяются кондиционеры. В кондиционере воздух по очереди проходит через сухой фильтр, воздухонагреватель первого подогрева, камеру орошения, воздухонагреватель второго подогрева и вентилятором через вентиляционный туннель подается в вентиляемые преобразователи, если реализуется метод централизованного охлаждения.

В зимний период должны работать оба подогрева, в летний период — только второй подогрев. Камеры орошения должны находиться в работе круглый год с периодическими остановками для профилактических осмотров.

Задача охлаждения вентиляльных преобразователей должна решаться комплексно с учетом всех источников тепловыделения, среди которых нужно учитывать также другие аппараты и устройства как в самих вентиляционных преобразователях, так и вне них. Значительное увеличение тепловыделения дают вентиляторы, так как энергия, которую они сообщают воздуху, также должна быть выведена посредством той же охлаждающей системы.

В вентиляльных преобразователях охладители устанавливаются в вентиляционные шахты с уплотнением. Индивидуальные недостаточно сбалансированные вентиляторы,

особенно осевые, являются дополнительными источниками шума, а также вибрации, которая нарушает механическое крепление деталей, электрические резьбовые и паяные контактные соединения. При использовании центробежных вентиляторов и при скорости воздуха не более 6 м/с шум и вибрации от вентиляционной системы оказываются достаточно малыми.

Двухконтурное водяное охлаждение с дистиллированной деионизированной водой в промежуточном контуре, качество которой сохраняется ионнообменными фильтрами, может быть удачно совмещено с замкнутым воздушным охлаждением внутреннего объема герметизированного вентильного преобразователя. Для отбора тепла от промежуточного водяного контура и от циркулирующего внутреннего воздуха применяются теплообменники с отводом тепла проточной водой.

Такие вентиляльные преобразователи могут устанавливаться непосредственно в производственных помещениях и не требуют строительства специальных электротехнических помещений.

1-32. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ПИТАЮЩУЮ СЕТЬ

Энергетические характеристики. Вентильные преобразователи создают в питающей сети переменные периодические токи, в большей или меньшей степени отличающиеся от синусоидальных (гармонических) функций времени. Из-за наличия в питающей сети сопротивлений под действием этих токов напряжения питающей сети также становятся несинусоидальными. Особенно значительна несинусоидальность напряжений на входах вентильных преобразователей, которые при естественной коммутации создают на время коммутации токов между вентилями междупазные короткис замыкания на входе переменного тока.

При коммутационных к.з., так же как и при аварийных, напряжение между фазами, замкнутыми коммутирующими вентилями «накоротко», становится близким к нулю и остается таким в течение всего времени коммутации. В точках питающей сети, электрически удаленных от работающего вентиляльного преобразователя, понижение напряжения, вызванное коммутацией (коммутационные «провалы»), уменьшается в соответствии с соотношением сопротивлений к.з. со стороны питающей сети до вентиляльного преобразователя и до рассматриваемых точек.

Разложением Эйлера—Фурье несинусоидальные периодические токи и напряжения могут быть представлены в виде бесконечных сумм синусоидальных (гармониче-

ских) функций времени основной частоты и частот, кратных основной частоте.

В зависимости от кратности p коммутационных воздействий вентильного преобразователя на питающую сеть за период напряжения этой сети в этом напряжении, так же как и в токах вентильного преобразователя, кроме основной гармоники создаются гармоники с частотами, в n раз превышающими частоту основной гармоники.

При этом

$$n = kp \pm 1, \quad (1-134)$$

где $k=1, 2 \dots$ — целое положительное число.

При пренебрежении длительностью коммутации и при идеальном сглаживании выпрямленного тока отношение действующего значения тока высшей гармоники I_n порядка n к действующему значению I_1 основной гармоники тока вентильного преобразователя определяется соотношением

$$I_n/I_1 = 1/n. \quad (1-135)$$

Более точное соотношение требует знания угла коммутации γ и соответствует линейному изменению токов коммутирующих вентилей в процессе коммутации

$$I_n/I_1 = (1/n)(2/n\gamma) \sin(n\gamma/2), \quad (1-136)$$

где γ — угол коммутации, рад.

Отношение энергии, переданной вентильному преобразователю из питающей сети за период, к длительности этого периода называется активной мощностью. При несинусоидальных токах и напряжениях активная мощность может быть определена как сумма произведений действующих значений токов, напряжений и косинусов углов отставания токов от напряжений для всех гармоник, имеющих одинаковые номера n . Активная мощность многофазной системы равна сумме активных мощностей для всех фаз. При замене косинусов на синусы получают реактивные мощности гармоник.

Активная мощность каждой гармоники определяется напряжением этой гармоники и синфазной (противофазной) с напряжением частью тока этой же гармоники, которая называется активным током. Оставшаяся после вычитания активного тока из тока гармоники часть тока называется реактивным током. Тот факт, что в нагреве токоведущих частей питающей сети участвуют как активные, так и реактивные токи, а активная энергия передается лишь активными токами, характеризует недоиспользование питающей сети.

Отношение активной мощности к полной мощности является важнейшим энергетическим показателем вентильного преобразователя и называется коэффициентом мощности λ , которым характеризуется использование питающей сети:

$$\lambda = P_1/S, \quad (1-137)$$

где P_1 — активная мощность основной гармоники; S — полная мощность, определенная с учетом всех гармоник.

В симметричной трехфазной питающей сети

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (1-138)$$

где U_1 — действующее значение фазного напряжения основной гармоники; I_1 — действующее значение фазного тока основной гармоники; φ_1 — угол отставания основной гармоники тока от основной гармоники напряжения;

$$S = 3UI, \quad (1-139)$$

здесь U — действующее значение фазного напряжения с учетом всех гармоник:

$$U = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2} \quad (1-140)$$

(U_n — действующее значение фазного напряжения гармоники n -го порядка); I — действующее значение фазного тока с учетом всех гармоник:

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1-141)$$

(I_n — действующее значение фазного тока гармоники n -го порядка).

С учетом (1-138) — (1-141) коэффициент мощности можно представить в виде

$$\lambda = \frac{U_1}{U} \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = v_U v_I \cos \varphi_1 = \cos \varphi_1, \quad (1-142)$$

где v_U — коэффициент искажения напряжения.

$$v_U = U_1/U; \quad (1-143)$$

v_I — коэффициент искажения тока:

$$v_I = I_1/I; \quad (1-144)$$

$\cos \varphi_1$ — коэффициент искажения мощности, или просто коэффициент искажения:

$$\cos \varphi_1 = v_U v_I. \quad (1-145)$$

ГОСТ 13109-67 ограничивает действующее значение напряжения высших гармоник 5% действующего значения напряжения основной гармоники, т. е.

$$\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} \leq 0,05 U_1. \quad (1-146)$$

Следовательно, коэффициент искажения напряжения должен быть в пределах

$$0,99875 \leq v_U \leq 1. \quad (1-147)$$

Условия (1-146) и (1-147) в первую очередь относятся к тем участкам питающей сети, где неизбежно присоединение различных приемников электроэнергии и в случае необходимости должны быть приняты меры для уменьшения несинусоидальности напряжения.

Такой мерой по отношению к вентильным преобразователям является повышение

кратности p коммутационных воздействий одного преобразователя или группы преобразователей на сеть до $p=12$ путем применения сочетаний трансформаторов с соединением обмоток в звезду и треугольник, что обеспечивает взаимный фазовый сдвиг 30° между их вторичными напряжениями. Эквивалентные 24- и 36-фазные режимы относительно питающей сети могут быть получены применением фазоворотных трансформаторов, что наиболее целесообразно для относительно мощных преобразователей. При большом числе маломощных вентильных преобразователей происходит компенсация высших гармоник из-за неодновременности работы и различия режимов преобразователей.

Высшие гармоники напряжения могут быть уменьшены применением резонансных фильтров в виде конденсаторов, подключенных к сети через реакторы, обеспечивающие резонанс напряжений на соответствующей гармонике и малое сопротивление для гармоники тока, создаваемой преобразователем [1-49, § 2-8].

Условия (1-146) и (1-147) обычно не выполняются непосредственно на входе вентильного преобразователя, т. е. после трансформатора или реактора, через который преобразователь присоединен к питающей сети, так как других приемников здесь, как правило, нет.

Погрешность от пренебрежения искажением напряжения при определении коэффициента мощности на общих для ряда приемников шинах питающей сети при выполнении требований ГОСТ 13109-67 не превосходит 0,125% и коэффициент искажения мощности можно принять равным коэффициенту искажения тока: $v \approx v_i$.

Коэффициент искажения тока вентильных преобразователей близок к единице. Для однофазного мостового преобразователя при $\gamma=0$ и при сильном сглаживании выпрямленного тока $v_i=0,900$, для трехфазного мостового преобразователя при тех же условиях $v_i=0,955$. При увеличении угла коммутации γ коэффициент v_i еще более приближается к единице.

Компенсирующие конденсаторы в питающей сети могут вызывать резонансы на некоторых гармониках, что вызывает перегрузку конденсаторов по току, а также увеличение несинусоидальности напряжения.

Основным энергетическим показателем, определяющим использование питающей сети, является коэффициент сдвига $\cos \varphi_1$.

Коэффициент сдвига на силовом входе тиристорного преобразователя соответствует соотношению

$$\begin{aligned} \cos \varphi_1 &= [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]/2 \approx \\ &\approx \cos (\alpha + \gamma/2), \end{aligned} \quad (1-148)$$

где α — угол управления вентильного преобразователя.

Этим коэффициентом учитывается также реактивная мощность, возникающая в

питающей сети под действием токов вентильного преобразователя. Реактивная мощность намагничивания трансформатора учитывается отдельно и (1-148) не охвачена.

Падение напряжения в питающей сети соответствует приближенному соотношению

$$\delta U = (P_1 r/x + Q_1)/Q_K, \quad (1-149)$$

где P_1 — активная мощность основной гармоники вентильного преобразователя; Q_1 — реактивная мощность основной гармоники вентильного преобразователя; r/x — отношение активного сопротивления к индуктивному на фазу питающей сети (для воздушных линий напряжением 220 кВ $r/x=0,1$); Q_K — мощность к. з. (однофазного при однофазной нагрузке и трехфазного при трехфазной нагрузке).

Основная часть падения напряжения вызывается реактивной мощностью. Реактивная мощность вентильного преобразователя с обычным управлением выражается соотношением

$$\begin{aligned} Q_1 &= S_1 \sin \varphi_1 = P_1 \operatorname{tg} \varphi_1 = \\ &= (P_1/U_{sd}) \sqrt{1 - U_{sd}^2}, \end{aligned} \quad (1-150)$$

здесь S_1 — полная мощность основной гармоники; U_{sd} — относительное выпрямленное напряжение: $U_{sd} = U_d/U_{d0}$; где U_d — выпрямленное напряжение преобразователя (среднее значение):

$$\begin{aligned} U_d &= U_{d0} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]/2 \approx \\ &\approx U_{d0} \cos (\alpha + \gamma/2); \end{aligned} \quad (1-151)$$

U_{d0} — выпрямленное напряжение идеального холостого хода вентильного преобразователя.

Для уменьшения потребления реактивной мощности применяют специальные схемы вентильных преобразователей: с нулевыми вентильями, с поочередным управлением последовательно соединенными преобразователями, с несимметричным управлением параллельно соединенными преобразователями, с искусственной коммутацией. Кроме того, применяют внешние средства компенсации реактивной мощности: синхронные конденсаторы с повышенным быстродействием и статические источники реактивной мощности.

Влияние тиристорного преобразователя на качество напряжения в питающей сети. В безрезонансной питающей сети большой мощности для расчета несинусоидальности напряжения, вызываемой работой тиристорных электроприводов, можно использовать ту же схему замещения, что и для расчета токов короткого замыкания, т. е. пренебрегать только индуктивными сопротивлениями и учитывать только индуктивные сопротивления токоведущих частей.

Линейное напряжение, получающееся в расчетной точке при работе тиристорного электропривода, можно определить как результат вычитания из линейной э. д. с. питающей сети, определяемая соотношением

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (1-152)$$

импульсов напряжения коммутации u_k , создаваемого тиристорным преобразователем (рис. 1-145, б), причем

$$u_k = U_m d \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \begin{cases} \cos \frac{2\pi l}{p} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi l}{p} \right) \\ 0 \text{ при } \alpha + \frac{2\pi l}{p} > \omega t > \alpha + \gamma + \frac{2\pi l}{p} \end{cases}$$

$$\text{при } \alpha + \frac{2\pi l}{p} \leq \omega t \leq \alpha + \gamma + \frac{2\pi l}{p};$$

$$> \omega t > \alpha + \gamma + \frac{2\pi l}{p},$$

(1-153)

где U_m — амплитуда линейной э. д. с. в расчетной точке, В; ω — угловая частота сети: $\omega = 2\pi f$, 1/с; f — частота сети, Гц (50 Гц); t — время, с; d — коэффициент связи; l — целое число; p — число пульсаций преобразователя за период изменения напряжения сети; α — угол управления преобразователя; γ — угол коммутации.

Естественная коммутация тиристорного преобразователя протекает как последовательность кратковременных несимметричных коротких замыканий на силовом входе тиристорного преобразователя, т. е. на зажимах, непосредственно соединенных с тиристорами. При коммутационных к. з., так же как и при аварийных, напряжение между фазами, замкнутыми коммутирующими ти-

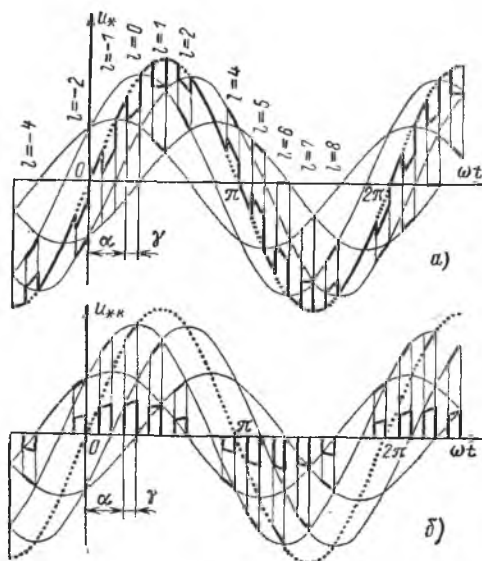


Рис. 1-145. Влияние 12-пульсного тиристорного преобразователя на напряжение безрезонансной питающей сети.

а — линейное напряжение сети; б — напряжение коммутации.

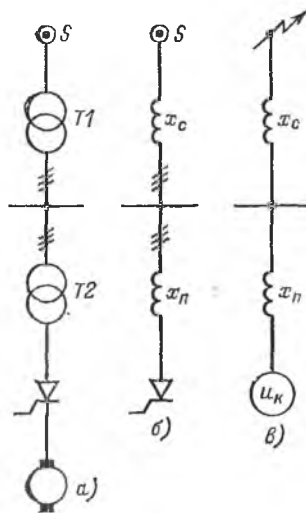


Рис. 1-146. Однолинейная схема сети, питающей тиристорный привод (а), схема замещения сети (б) и тиристорного привода (в).

ристорами «накоротко», становится близким к нулю и остается таким в течение всего времени коммутации.

При расчете влияния тиристорного электропривода на напряжение питающей сети тиристорный преобразователь можно представить в качестве источника импульсов напряжения коммутации u_k (рис. 1-145, б) и найти его долю d , которая получается в расчетной точке, если э. д. с. всех других источников питающей сети принять равными нулю.

Простейшая однолинейная схема сети, питающей тиристорный привод, приведена на рис. 1-146, а. Методами, принятыми для расчетов токов к. з., определяются сопротивления x_c и x_n схемы замещения (рис. 1-146, б), причем в состав x_c здесь входит сопротивление питающей системы S и распределительного трансформатора $T1$; x_n — реактивное сопротивление трансформатора $T2$ или замещающего его реактора (при реакторном варианте питания тиристорного преобразователя), через который тиристоры присоединены к шинам подстанции.

Согласно схеме замещения тиристорного преобразователя (рис. 1-146, в) коэффициент связи

$$d = x_c / (x_c + x_n), \quad (1-154)$$

т. е. от напряжения u_k , генерируемого тиристорным преобразователем, в расчетной точке k остается d -я часть, так как вместо питающей системы здесь короткое замыкание.

Все сопротивления должны быть приведены к одному уровню напряжения. Бесконечными пределами суммирования в (1-153) выражена мысль об учете всех им-

пульсов напряжения, каждому из которых соответствует одно значение l . Если рассматривается малый промежуток времени, то число значений l соответственно уменьшается.

При числе пульсаций $p > 6$ используются составные тиристорные преобразователи, составленные из параллельного или последовательного соединения секций, каждая из которых имеет $p=6$, но питаются они от вторичных обмоток преобразовательного трансформатора, соединенных в звезду и треугольник для $p=12$, или через фазоповоротные трансформаторы для $p=18, 24, 36$ и более.

Симметричный составной тиристорный преобразователь замещается некоторым фиктивным эквивалентным преобразователем с общим реактивным сопротивлением x_n и общим источником напряжения коммутации u_k .

Каждая секция несимметричного составного преобразователя рассматривается как отдельный преобразователь.

Для $p=12$ диаграмма линейного напряжения в некоторой расчетной точке сети при $d=0,3$ приведена на рис. 1-145, а (углощенная непрерывная линия). Синусоидальная линейная э. д. с. показана пунктиром. Тонкими сплошными линиями показаны синусоиды, углощенные части которых представляют собой напряжения на силовом входе тиристорного преобразователя ($d=1$). Четные значения l , включая $l=0$, соответствуют шестипульсовой преобразовательной секции, питающейся через трансформатор с одинаковыми соединениями первичной и вторичной обмоток. Нечетные значения l соответствуют шестипульсовой преобразовательной секции, питающейся через трансформатор с разными (звезда и треугольник) соединениями первичной и вторичной обмоток. Для фазных напряжений четность меняется на противоположную.

Напряжение коммутации u_k (рис. 1-145, б) изображено для того же случая, что и напряжение на рис. 1-145, а. Обозначения линий имеют тот же смысл.

Если рассмотрение ограничено пределами $0 \leq \omega t \leq \pi$, то достаточно использовать $-5 \leq l \leq 5$.

Угол управления α может быть задан непосредственно или косвенно — через выходные параметры преобразователя, связанные соотношениями

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma) &= 2U_{*d}; \\ \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) &= b, \end{aligned} \right\} \quad (1-155)$$

где U_{*d} — относительное выпрямленное напряжение шестипульсового преобразователя или секции составного преобразователя; b — коэффициент реактивности:

$$b = \frac{2(x_c + x_n) I_d}{U_m} = u_{*k,n} I_{*d}, \quad (1-156)$$

здесь $u_{*k,n}$ — общее относительное падение напряжения в реактивных сопротивлениях x_c и x_n при номинальном выпрямленном то-

ке на выходе преобразовательной секции; I_{*d} — относительное значение выпрямленного тока:

$$I_{*d} = \frac{I_d}{I_{d,n}} \quad (1-157)$$

(I_d — текущее среднее значение выпрямленного тока преобразовательной секции); U_m — амплитуда линейной э. д. с. питающей сети.

Угол γ может быть вычислен по упрощенному соотношению:

$$\gamma = \frac{b}{\sqrt{1 - U_{*d}^2}}. \quad (1-158)$$

Основная гармоника напряжения коммутации u_k имеет составляющие:

синфазную с э. д. с. питающей сети

$$U_{*k,cl} = \frac{3d}{2\pi} \left[\gamma - \sin \gamma \cos 2 \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right], \quad (1-159)$$

и опережающую э. д. с. сети на 90°

$$U_{*k,lI} = \frac{3d}{2\pi} \sin \gamma \sin 2 \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right), \quad (1-160)$$

где $U_{*k,cl}$ и $U_{*k,lI}$ — действующие значения составляющих, выраженные в долях действующего значения э. д. с. питающей сети U .

Относительное действующее значение основной гармоники напряжения коммутации

$$U_{*k1} = \sqrt{U_{*k,cl}^2 + U_{*k,lI}^2}, \quad (1-161)$$

или

$$\begin{aligned} U_{*k1} &= \frac{3d}{2\pi} \times \\ &\times \sqrt{\gamma^2 + \sin^2 \gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma)}. \end{aligned} \quad (1-162)$$

Относительные действующие значения высших гармоник напряжения коммутации u_k могут быть вычислены по формулам

$$\begin{aligned} U_{*k,n} &= \frac{3d}{\pi} \times \\ &\times \sqrt{K_{n1} + K_{n2} \sin^2 \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right)}; \quad (1-163) \\ K_{n1} &= \left[\frac{\sin(n-1) \frac{\gamma}{2}}{n-1} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin(n+1) \frac{\gamma}{2}}{n+1} \right]^2; \\ K_{n2} &= 4 \frac{\sin(n-1) \frac{\gamma}{2}}{(n-1)} \frac{\sin(n+1) \frac{\gamma}{2}}{(n+1)} \end{aligned}$$

также в долях действующего значения э. д. с. питающей сети. Здесь $n = pK \pm 1$; $K = 1, 2, 3 \dots$

Интегральным показателем несинусоидальности напряжения является напряжение несинусоидальности

$$U_{*nc} = \sqrt{\sum_{2n}^{\infty} U_{*K,n}^2}, \quad (1-164)$$

при вычислении которого можно избежать громоздкого суммирования большого числа гармоник, если учесть, что

$$U_{*nc} = \sqrt{U_{*K}^2 - U_{*K1}^2}, \quad (1-165)$$

где U_{*K} — относительное действующее значение напряжения коммутации u_{Kc} :

$$U_{*K} = \frac{d}{U} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{Kc} dt} = d \sqrt{\sum_{1n}^{\infty} U_{*K,n}^2}. \quad (1-166)$$

Величина U_{*K} может быть получена в виде алгебраического выражения для симметричного одиночного преобразователя:

$$U_{*K} = d \sqrt{\frac{p}{8\pi}} \sqrt{\gamma - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma)}. \quad (1-167)$$

Для вычисления U_{*K} и U_{*nc} для группы тиристорных приводов необходимо применить численное интегрирование.

Для симметричного одиночного тиристорного преобразователя с учетом (1-165) можно получить выражение

$$U_{*nc} = d \sqrt{\frac{p}{4\pi}} \times \sqrt{\gamma - \frac{p}{4\pi} (\gamma^2 + \sin^2 \gamma) - \left(1 - \frac{p\gamma}{2\pi}\right) \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma)}, \quad (1-168)$$

или

$$U_{*nc} \approx d \sqrt{\frac{p\gamma}{2\pi}} \sqrt{1 - \frac{p\gamma}{2\pi}} \times \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right), \quad (1-169)$$

или

$$U_{*nc} \approx d \sqrt{\frac{pb}{2\pi}} \sqrt{1 - U_{*d}^2 - \frac{pb}{2\pi}}. \quad (1-170)$$

Напряжение несинусоидальности не превосходит допустимого значения $[U_{*nc}]$ при условии

$$\frac{bp}{\pi} < \sqrt{1 - U_{*d}^2} - \sqrt{1 - U_{*d}^2 - 4[U_{*nc}]^2/d^2}. \quad (1-171)$$

Аналогично схеме замещения, приведенной на рис. 1-146, в, можно получить схему замещения для каждой гармоники напряжения коммутации u_{Kc} , пользуясь (1-163) (при $d=1$), и проводить расчеты для случаев резонансной сети, когда наличием емкостей пренебречь нельзя.

Алгоритм расчета качества напряжения в сети, питающей группу тиристорных приводов. При наличии множества r тиристорных приводов, имеющих достаточно малые коэффициенты связи d_i с расчетной точкой, с практически приемлемой точностью, дающей некоторый запас (5—10%), можно допустить применение принципа наложения и считать, что суммарное напряжение коммутации $u_{K\Sigma}$ равно сумме напряжений коммутации от отдельных приводов, т. е.

$$u_{K\Sigma} = \sum_{1i}^r u_{K,i}, \quad (1-172)$$

где

$$u_{K,i} = d_i \sum_{-\infty l_i}^{+\infty} \times \begin{cases} \cos \frac{2\pi l_i}{p_i} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi l_i}{p_i} \right) \text{ при } \alpha_i + \frac{2\pi l_i}{p_i} < \omega t < \alpha_i + \gamma_i + \frac{2\pi l_i}{p_i}; \\ 0 \text{ при } \alpha_i + \frac{2\pi l_i}{p_i} > \omega t > \alpha_i + \gamma_i + \frac{2\pi l_i}{p_i}. \end{cases} \quad (1-173)$$

Структурная схема простейшего алгоритма для расчета качества электроэнергии в сети, питающей множество тиристорных преобразователей, имеющих одинаковое p , приведена на рис. 1-147.

Исходные данные, необходимые для работы алгоритма:

α_i — углы управления преобразователями, $i=1, 2, \dots, r$;

r — общее число преобразователей;

γ_i — углы коммутации преобразователей;

d_i — коэффициенты связи преобразователей с данной расчетной точкой;

$\Delta\phi$ — шаг интегрирования не более 1° , или 0,017454 рад (в нормализованной форме — 1+17 454);

$\Delta\phi/2$ — полушаг интегрирования, $\phi = \omega t$.

Напряжение коммутации представляет- ся в виде

$$u_{*k} = \sum_{i,k} a_k d_i \sin [\delta_k^* + (\vartheta + \Delta\vartheta/2)] \quad (1-174)$$

и его значение принимается постоянным в течение всего шага интегрирования $\Delta\vartheta$ и равным значению, соответствующему середине текущего шага, т. е. $\vartheta' = (\vartheta + \Delta\vartheta/2)$.

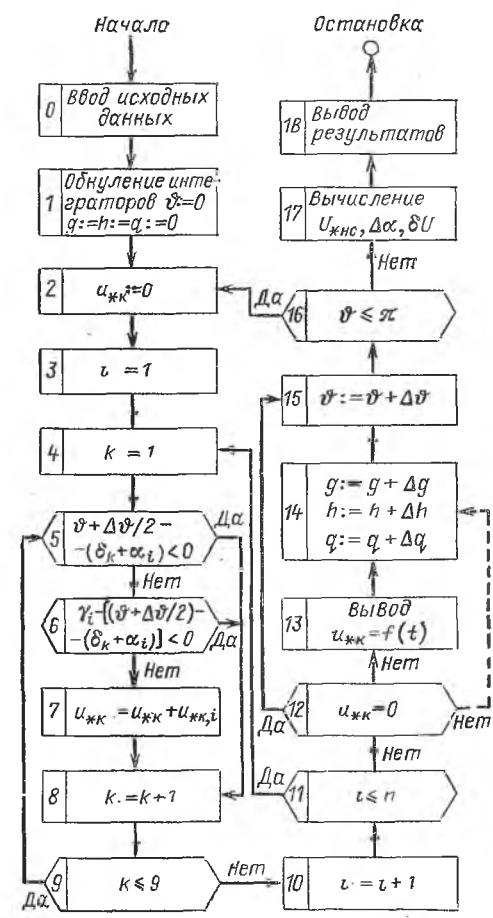


Рис. 1-147. Структурная схема алгоритма определения влияния тиристорных приводов на напряжение безрезонансной питающей сети.

Для каждого p в память ЭВМ вводятся коэффициенты, приведенные в табл. 1-27—1-29.

Наличие k -го импульса напряжения коммутации i -го преобразователя на каждом текущем шаге интегрирования $(\vartheta, \vartheta + \Delta\vartheta)$ соответствует выполнению неравенства

$$\alpha_i + \delta_k \leq \vartheta + \Delta\vartheta/2 \leq \alpha_i + \gamma_i + \delta_k, \quad (1-175)$$

которое проверяется блоками 5 и 6 (см. рис. 1-147).

Напряжение несинусоидальности вычисляется по формуле

$$U_{*нс} = \sqrt{\frac{2}{\pi} q - \frac{4}{\pi^2} (g^2 + h^2)}, \quad (1-176)$$

где

$$q = \int_0^\pi u_{*k}^2 d\vartheta; \quad (1-177)$$

$$g = \int_0^\pi u_{*k} \cos \vartheta d\vartheta; \quad (1-178)$$

$$h = \int_0^\pi u_{*k} \sin \vartheta d\vartheta. \quad (1-179)$$

Алгоритм дает также информацию об основной гармонике напряжения в расчетной точке — относительное изменение основной гармоники напряжения

$$\delta U_* \approx \frac{2}{\pi} h \quad (1-180)$$

и изменение фазы основной гармоники напряжения

$$\Delta\alpha \approx \arctg \frac{2}{\pi} g, \quad (1-181)$$

которые пропорциональны реактивной и активной мощностям в расчетной точке, т. е.

$$Q = \frac{U^2}{x_c} \delta U_* \quad (1-182)$$

и

$$P = \frac{U^2}{x_c} \operatorname{tg} \Delta\alpha \approx \frac{U^2}{x_c} \Delta\alpha, \quad (1-183)$$

где U — действующее значение линейного напряжения сети в расчетной точке; x_c —

Таблица 1-27

Коэффициенты для $p=6$ при одинаковом эквивалентном соединении обмоток трансформаторов

k	1	2	3	4	5	Соединение обмоток
δ_k	$-2\pi/3$	$-\pi/3$	0	$\pi/3$	$2\pi/3$	Υ/Υ и Δ/Δ
δ_k^*	$-\pi/3$	$\pi/3$	0	$-\pi/3$	$\pi/3$	
a_k	1/2	1/2	1	1/2	1/2	

Таблица 1-28

Коэффициенты для $p=6$ при разном эквивалентном соединении обмоток трансформаторов

k	1	2	3	4	Соединение обмоток
δ_k	$-5\pi/6$	$-\pi/6$	$\pi/6$	$5\pi/6$	Υ/Δ и Δ/Υ
δ'_k	$-\pi/6$	$\pi/6$	$-\pi/6$	$\pi/6$	
a_k	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	

Таблица 1-29

Коэффициенты для $p=12$

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9
δ_k	$-5\pi/6$	$-2\pi/3$	$-\pi/3$	$-\pi/6$	0	$\pi/6$	$\pi/3$	$2\pi/3$	$5\pi/6$
δ'_k	$-\pi/6$	$-\pi/3$	$\pi/3$	$\pi/6$	0	$-\pi/6$	$-\pi/3$	$\pi/3$	$\pi/6$
a_k	$\sqrt{3}/2$	$1/2$	$1/2$	$\sqrt{3}/2$	1	$\sqrt{3}/2$	$1/2$	$1/2$	$\sqrt{3}/2$

внутреннее реактивное сопротивление эквивалентного генератора, которым замещается сеть в расчетной точке.

Предусмотрена возможность вывода функции $u_{\text{нк}}=f(t)$ для построения ее графика (блок 13 на рис. 1-147).

1-33. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА

Нереверсивный вентильный электропривод. В тиристорном электроприводе наибольшее распространение нашли мостовые схемы выпрямления. Применение этих схем обусловлено оптимальным соотношением между значениями обратного и прямого напряжения на вентильях и питающим напряжением. Кроме того, питающие трансформаторы мостовых схем имеют высокое использование и практически мало отличаются от обычных сетевых трансформаторов.

Упрощение и удешевление мостовых схем достигаются включением тиристоров только в одно плечо моста, в другое плечо включаются диоды (несимметричные или полупроводимые мостовые схемы, рис. 1-148, б, в, д).

Преобразователь с несимметричной мостовой схемой можно представить как последовательное соединение управляемого и неуправляемого преобразователей с нулевыми выпрямительными схемами. Неуправляемый преобразователь дает при этом половину выпрямленного напряжения, которое не зависит от угла регулирования: $U_{d1}=U_{d0}/2$.

Напряжение управляемого преобразователя, работающего как в выпрямительном, так и в инверторном режиме, зависит

от угла регулирования: $U_{d2}=(U_{d0}/2)\cos\alpha$.
Суммарное выходное напряжение

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos\alpha}{2}$$

Нулевые схемы в тиристорных преобразователях нашли ограниченное применение. Трехфазная нулевая схема используется в электроприводах небольшой мощности с напряжением 115 и 230 В. Схема

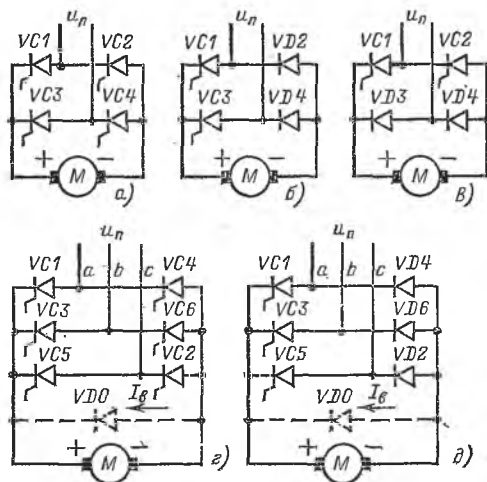


Рис. 1-148. Тиристорный электропривод с мостовой схемой выпрямления.

а — однофазная симметричная схема; б, в — однофазные несимметричные схемы; г — трехфазная симметричная схема; д — трехфазная несимметричная схема.

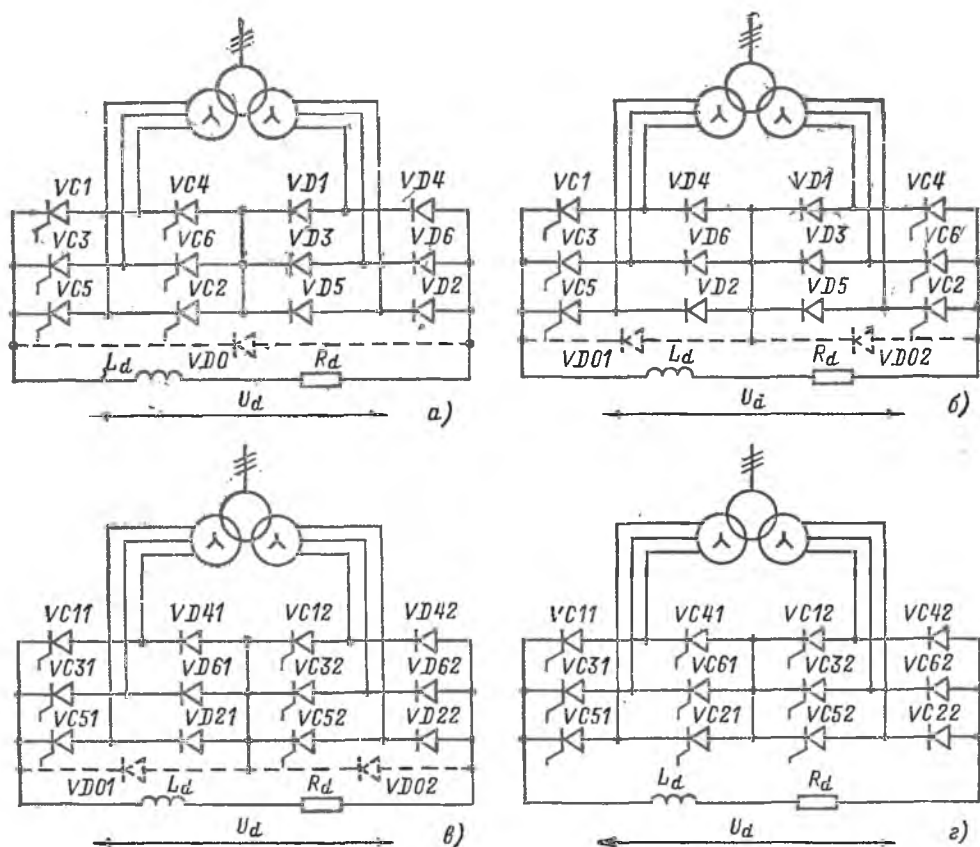


Рис. 1-149. Преобразователи с последовательным соединением мостовых схем.

а — симметричного и диодного моста; б, в — двух несимметричных мостов; г — двух симметричных мостов.

с уравнительным реактором применяется лишь на реконструируемых объектах при замене ртутных вентилей на тиристоры с целью сохранения трансформаторов.

Для мощных электроприводов нашли применение преобразовательные установки с последовательным соединением двух преобразователей, каждый из которых состоит из трехфазной мостовой схемы с питанием от индивидуального трехобмоточного трансформатора или от отдельных трансформаторов (рис. 1-149). Мосты рассчитываются на половинное напряжение и на полный ток нагрузки, т. е. на половину мощности преобразовательной установки.

В преобразователе по схеме, показанной на рис. 1-149, а, диодный мост работает в выпрямительном режиме, а тиристорный мост — как в выпрямительном, так и в инверторном. За счет этого выходное напряжение преобразователя можно регулировать от нуля до максимального. Такое управление называют согласно-встречным. Выходное напряжение преобразователя

для этого случая определяется так же, как и для несимметричной мостовой схемы, с отношением

$$U_{d,\Sigma} = U_{d0,\Sigma} \frac{1 + \cos \alpha}{2},$$

где $U_{d0,\Sigma}$ — максимальное выпрямленное напряжение преобразователя.

Обычно напряжение питания тиристорного моста в преобразователях на 15—20% превышает питающее напряжение диодного моста.

Преобразователь с последовательным соединением двух симметричных тиристорных мостов работает следующим образом. Если оба моста полностью открыты, напряжение преобразователя максимальное. При регулировании напряжения вначале изменяется угол регулирования α_1 и снижается выпрямленное напряжение одного моста, а напряжение второго моста остается постоянным. Когда напряжение первого моста снижается до нуля, результирующее напряжение преобразователя снижается до

половинного значения, а при переводе первого моста в инверторный режим напряжение преобразователя уменьшается до нуля. Затем увеличивается угол регулирования α_2 второго моста и напряжение преобразователя достигает максимального значения в инверторном режиме. Таким обра-

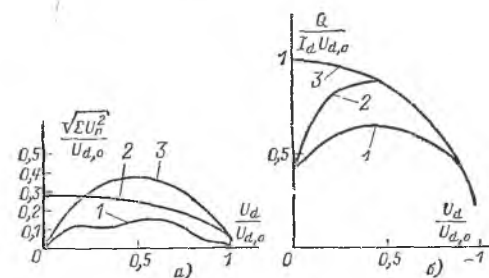


Рис. 1-150. Энергетические показатели преобразователей.

a — действующие значения пульсаций в кривой выпрямленного напряжения: 1 — последовательное соединение двух мостов; 2 — трехфазная симметричная мостовая схема; 3 — трехфазная несимметричная мостовая схема; б — кривые потребления реактивной мощности: 1 — последовательное соединение несимметричных мостов и несимметричные мостовые схемы; 2 — симметричная мостовая схема с нулевым диодом; 3 — симметричная мостовая схема; *Q* — реактивная мощность.

зом, напряжение преобразователя определяется соотношением

$$U_{d,\Sigma} = U_{d0,\Sigma} \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2}.$$

Схема с последовательным соединением мостов целесообразна для приводов с выпрямленным напряжением выше 1000 В, когда требуется последовательное соединение вентилялей. В этом случае при несимметричных мостах получается экономия в 2 раза в количестве требуемых тиристоров и снимается проблема деления напряжения между последовательно включенными тиристорами.

Одним из достоинств рассмотренных схем последовательного соединения мостов является значительное уменьшение потребления реактивной мощности и улучшение коэффициента мощности. Снижение потребления реактивной мощности при последовательном соединении двух мостов по рис. 1-149, *a, г* связано с тем, что при регулировании напряжения один из мостов всегда работает с минимальным потреблением реактивной мощности, т. е. этот мост находится в выпрямительном режиме при α , близком к нулю, или в инверторном режиме при угле α , близком к 180° .

Потребляемая реактивная мощность всего преобразователя состоит в основном из реактивной мощности второго моста, которая вдвое меньше, так как мощность

каждого моста равна половине полной мощности преобразовательной установки.

На рис. 1-150, б даны реальные диаграммы, построенные с учетом угла коммутации, на которых сравнивается потребление реактивной мощности преобразователями с различными схемами выпрямления.

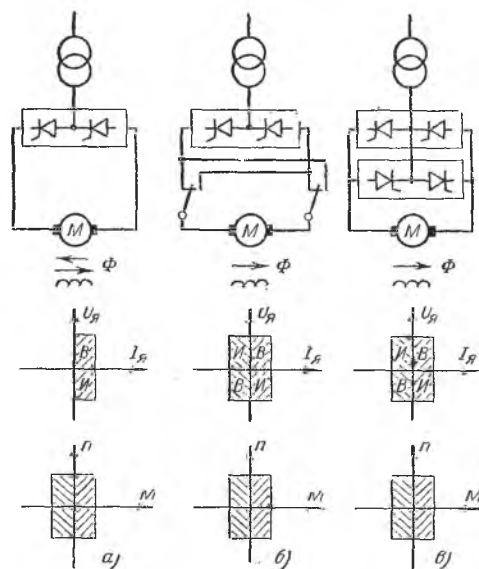


Рис. 1-151. Схемы и характеристики реверсивных электроприводов.

a — реверс возбуждения; б — реверс в цепи якоря; в — две группы вентилей; В — выпрямитель; H — инвертор.

Реверсивный вентильный электропривод.

В реверсивных электроприводах применяют три способа изменения направления момента и скорости (рис. 1-151):

а) изменением направления потока возбуждения двигателя без изменения направления тока в цепи якоря двигателя;

б) изменением направления тока в цепи якоря двигателя с помощью переключателя (реверсора);

в) изменением направления тока в цепи якоря двигателя с помощью двух вентильных групп, обеспечивающих противоположную полярность на его зажимках.

Такие электроприводы в большинстве случаев работают во всех четырех квадрантах, поэтому преобразователи должны осуществлять как выпрямление, так и инвертирование. На рис. 1-152 изображена диаграмма изменения частоты вращения двигателя, включающая в себя работу на установившейся скорости привода в направлении «вперед» ВП, реверс Р, работу на установившейся скорости «назад» Н. Показаны также соответствующие режимы работы преобразователя и двигателя, полярность напряжений, а также состояние

контактов в силовой цепи при использовании реверсора.

В режимах ускорения *У* и работы на установившейся скорости двигатель находится в двигательном режиме *ДР*, а преобразователь — в выпрямительном режиме *В*, энергия потребляется из сети. В режи-

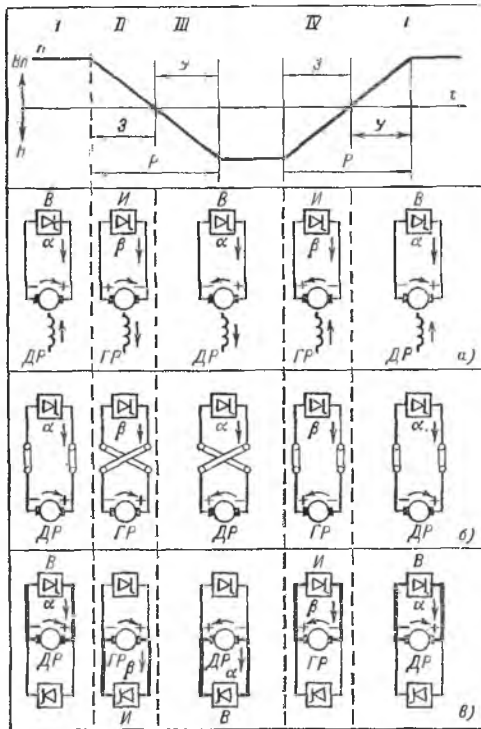


Рис. 1-152. Реверс скорости в различных реверсивных вентильных приводах.

а — реверс возбуждения; *б* — реверсор в цепи якоря; *в* — две группы вентилей.

мах замедления *З* двигатель находится в генераторном режиме *ГР*, преобразователь — в инверторном *И*, энергия возвращается (рекуперируется) в питающую преобразователь сеть. Номера квадрантов, в которых работает электропривод в каждом режиме, обозначены на рис. 1-152 римскими цифрами.

В приводах, где допустимое время реверса составляет 0,5—2,5 с, возможно применение схемы с реверсом возбуждения. Эта схема проще и дешевле остальных, но уступает им по динамическим показателям вследствие большой постоянной времени обмотки возбуждения.

Для приводов, где допустимо «мертвое» время около 0,1 с и более, можно использовать схему вентильного электропривода с реверсором в цепи якоря. Для приводов, где требуется максимальное быстро-

действие, применяется схема с двумя группами вентилей (см. § 1-28). Преобразователи с двумя группами вентилей имеют разновидности, обусловленные способом включения реакторов *LR*, автоматических выключателей *QF*, тиристоров и предохранителей *FU*. Всего существует семь основных разновидностей встречно-параллельной схемы (рис. 1-153).

На рис. 1-153, *а* показана схема со встречно-параллельным соединением двух тиристоров, которые защищены общим быстродействующим предохранителем. В цепь якоря двигателя включены быстродействующий выключатель и реактор, который служит для снижения скорости нарастания тока при опрокидывании инвертора с целью селективного отключения выключателя (без подплавления быстродействующих предохранителей). Этот реактор выполняет и другие функции, например сглаживание выпрямленного тока. Рассматриваемая схема может применяться только при раздельном управлении вентильными группами. В этой схеме при одновременном отпирании тиристоров в группах обоих направлений возникают большие аварийные токи, которые ограничиваются практически только реактивными сопротивлениями питающего трансформатора. Для исключения выхода из строя тиристоров при этой аварии необходимо, чтобы предельные интегралы тиристоров превышали полные интегралы предохранителей. Вероятность такого открывания группы на группу должна быть достаточно низкой, так как эта авария может сопровождаться сгоранием большого количества предохранителей, т. е. требуется высокая надежность системы управления.

Схема на рис. 1-153, *б* образуется за счет глухого соединения двух вентильных групп. Эта схема отличается от схемы по рис. 1-153, *а* тем, что имеются отдельные предохранители для каждого направления тока.

При встречно-параллельном соединении тиристоров, установленных на общем охлаждателе, значительно уменьшаются габариты реверсивных преобразователей. С точки зрения аварийных режимов обе рассмотренные схемы практически эквивалентны.

Снижение аварийных токов при открывании группы на группу достигается установкой между группами токоограничивающих реакторов, как это показано на рис. 1-153, *в, г*. Число реакторов должно быть не менее двух, так как имеются два контура аварийного тока.

В схеме по рис. 1-153, *в* токоограничивающие реакторы, включенные в вентильные группы обоих направлений тока, служат также для уменьшения скорости нарастания тока при опрокидывании инвертора, когда двигатель является источником электрической энергии, а также для сглаживания пульсаций выпрямленного тока.

В схеме по рис. 1-153, *г*, в которой токоограничивающие реакторы включены в

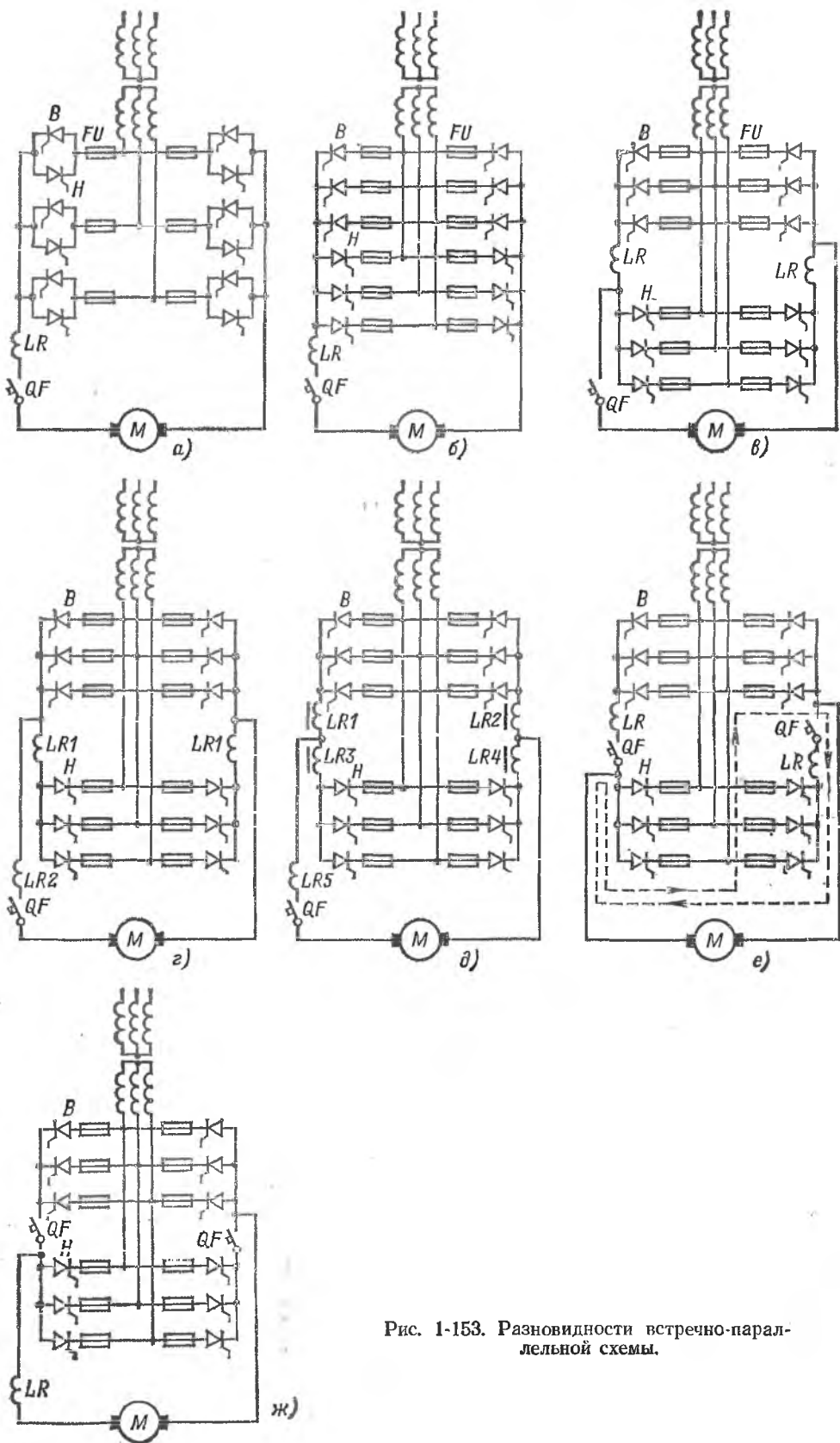


Рис. 1-153. Разновидности встречно-параллельной схемы.

оба полюса вентильной группы только одного из направлений тока (обычно нерабочего), требуется дополнительная установка реакторов в якорной цепи двигателя для уменьшения скорости нарастания тока при опрокидывании инвертора, когда в инверторном режиме работает группа В, и для сглаживания пульсаций тока.

В схеме по рис. 1-153, д предусмотрено четыре реактора, причем в цепи каждого полюса вентильных групп включено по одному реактору. Такая схема применяется при работе с уравнительными токами и использовании насыщающихся реакторов. При протекании тока нагрузки через одну из вентильных групп реакторы в ее цепи насыщаются, а уравнительный ток ограничивается реакторами в цепи нерабочей

группы. В преобразователях на ток до 1000 А имеются исполнения с магнитосвязанными реакторами.

В схеме на рис. 1-153, е в каждом из двух контуров аварийного тока, возникающих при открывании группы на группу, установлены реакторы и быстродействующие выключатели, поэтому происходит отключение выключателя без сгорания предохранителей. Некоторым достоинством схемы является также сохранение в работе одной из групп при отключении другой.

В этой схеме возможно увеличение перенапряжений на тиристорах при отключении выключателей. К тиристорам группы, в которой перед аварией не было тока нагрузки, при отключении выключателя прикладывается разность напряжений на дуге

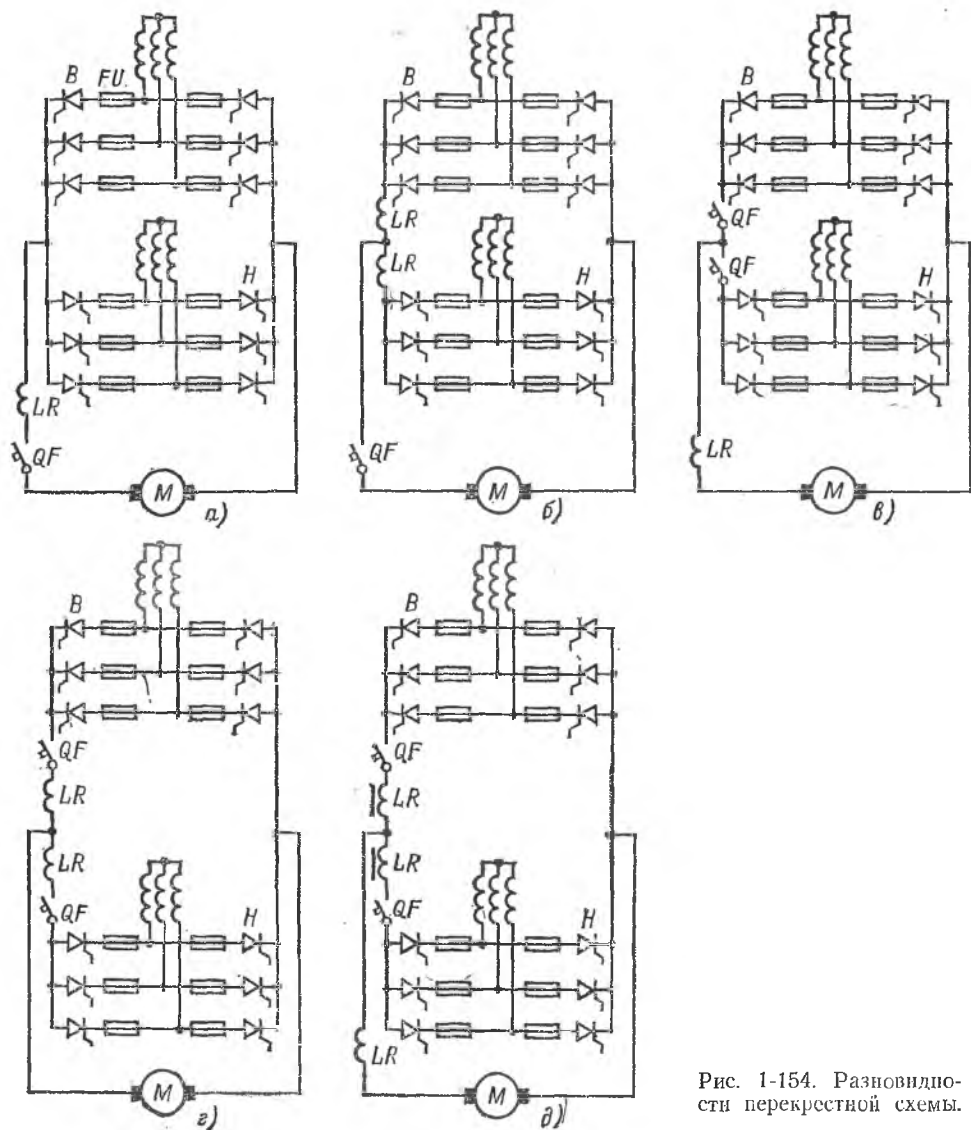
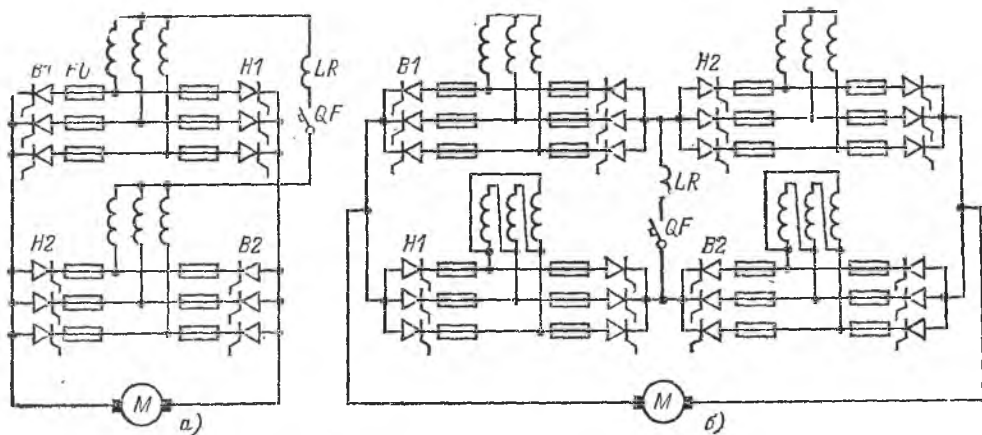


Рис. 1-154. Разновидности перекрестной схемы.

Рис. 1-155. Разновидности H -схемы.

выключателя (которое может составлять 2000 В) и на реакторе. Если реактор выполнен с ферромагнитным сердечником, то при аварийном токе он насыщается и к тиристорам практически прикладывается все напряжение дуги выключателя. Поэтому может потребоваться увеличение класса используемых тиристоров, т. е. применение тиристоров с более высоким значением обратного напряжения и напряжения переключения. В рассматриваемой схеме возможна также авария, при которой в аварийном контуре отсутствуют выключатели (см. пункт на рис. 1-153, e). Источником энергии в этом случае является якорь двигателя и требуется, чтобы быстродействующий предохранитель был способен разорвать дугу в цепи постоянного тока. Это может обусловить необходимость применения предохранителей на более высокое номинальное напряжение по сравнению со схемами по рис. 1-153, $e-d$.

В схеме по рис. 1-153, $ж$ между вентильными группами установлены только быстродействующие выключатели, а реактор включен в цепь якоря двигателя. В этой схеме большой уровень перенапряжений, прикладываемых к тиристорам при отключении выключателя.

В перекрестной схеме имеется пять основных разновидностей. Схема по рис. 1-154, a выполнена с глухим соединением вентильных групп, в схемах по рис. 1-154, $б, в$ между вентильными группами установлены соответственно реакторы или выключатели, в схемах по рис. 1-154, $г, д$ между вентильными группами установлены и реакторы, и выключатели. Реакторы в схеме по рис. 1-154, $г$ ненасыщающиеся, а в схеме по рис. 1-154, $д$ насыщающиеся. Поэтому в цепи якоря схемы по рис. 1-154, $д$ включен дополнительный реактор. Реакторы в схемах по рис. 1-154, $б, г$ могут быть выполнены магнитосвязанными,

что увеличивает суммарную индуктивность за счет взаимной индуктивности.

В H -схеме известны две разновидности. Схема по рис. 1-155, a содержит для каждого направления тока две последовательно включенные трехфазные нулевые группы (например, $B1$ и $B2$), а схема по рис. 1-155, $б$ — две трехфазные мостовые (например, $B1$ и $B2$). Достоинством H -схемы является возможность использования одного реактора и одного выключателя на оба направления тока.

Недостатком H -схемы является необходимость использования более сложного трансформаторного оборудования, имеющего увеличенную габаритную мощность и последовательное соединение вентильных групп. В связи с тенденцией во всем мире не применять последовательного соединения тиристоров в преобразователях на напряжение до 1000 В эта схема может использоваться в электроприводах с номинальным напряжением, превышающим 1000 В.

Существенное влияние на силовую схему оказывает способ управления вентильными группами. При совместном управлении требуется работа с уравнительными токами. Для ограничения переменной составляющей уравнительного тока, циркулирующего между вентильными группами, необходимо предусматривать токоограничивающие реакторы (см. § 1-28).

В принципе с совместным управлением могут работать схемы по рис. 1-153, $в, г, д, е$, рис. 1-154, $б, г, д$ и рис. 1-155, $а, б$, в которых между вентильными группами включены реакторы.

Практическая реализация некоторых схем встречает затруднения. В частности, во встречно-параллельной схеме (рис. 1-153, $в, г, д, е$) имеются два контура уравнительного тока.

Уравнительный ток предпочтительно регулировать в каждом контуре, для чего

может потребоваться в одной из вентильных групп анодные и катодные группы выполнить с индивидуальными системами импульсно-фазового управления. Два контура уравнивающего тока имеются и в *H*-схеме.

Только в перекрестной схеме (рис. 1-154, б, г, д) существует один контур уравнивающего тока, что упрощает построение системы регулирования. Поэтому в мощных приводах в случае совместного управления преимущественно применяют перекрестную схему. Этому также способствует меньшая индуктивность токоограничивающих реакторов в перекрестной схеме по сравнению со встречно-параллельной.

Развитие микроэлектроники привело к созданию быстродействующих систем раздельного управления. Разработка адаптивных систем, а также использование внутренних контуров обратной связи по напряжению позволили получить примерно одинаковые динамические качества как при раздельном, так и при совместном управлении вентильными группами.

В настоящее время во всем мире основным стал способ раздельного управления, совместное управление с регуляторами уравнивающего тока применяется только для специальных приводов (например, при работе в области малых токов при частых изменениях направления тока). При раздельном управлении импульсы системы фазового управления с помощью логического переключающего устройства (ЛПУ) подаются на одну вентильную группу, через которую должен проходить ток нагрузки. Переключение групп производится в момент отсутствия тока, что фиксируется с помощью датчика нулевого тока или датчиков запертого состояния тиристоров.

Часто используют одну систему фазоимпульсного управления для обеих вентильных групп с бесконтактным переключателем импульсов. Такое исполнение особенно целесообразно для преобразователей небольшой мощности, у которых относительно велика удельная стоимость систем фазового управления.

Раздельное управление предъявляет высокие требования к надежности устройств для блокирования управляющих импульсов. Сбой в работе блокирующих устройств и появление управляющих импульсов на нерабочей группе вентилей приводят к внутреннему короткому замыканию в преобразователе, так как аварийный уравнивательный ток между группами в этом случае ограничен только реактивным сопротивлением обмоток трансформатора и достигает недопустимо большого значения. В настоящее время созданы высоконадежные устройства для блокировки управляющих импульсов с очень малой вероятностью сбоя или отказа.

Раздельное управление может быть реализовано несколькими способами:

1) блокированием одной вентильной группы при наличии тока в другой. При от-
9—825

сутствии токов вентильных групп сигналы блокирования появляются попеременно с определенной частотой на одном и другом выходах. Если за время отсутствия блокирующего сигнала ток в какой-либо группе увеличится до тока срабатывания токового запрета ЛПУ, то в другой группе фиксируется блокирующий сигнал и схема прекращает колебательное движение (сканирование);

2) подачей сигнала заданного направления тока нагрузки и сигналов наличия токов вентильных групп на вход устройства.

Изменение состояния выходов происходит только в том случае, если токи обеих вентильных групп равны нулю и произошла смена полярности сигнала заданного направления тока нагрузки;

3) подачей сигналов заданного направления и наличия тока нагрузки на вход устройства. Для возможности работы с контролем только тока нагрузки, а не тока каждой вентильной группы необходимо, чтобы ЛПУ содержало элемент памяти предшествующего состояния блокирования вентильных групп. В качестве такого элемента обычно используют триггер.

Комплектные тиристорные электроприводы (КТЭ). Электротехнической промышленностью поставляются две унифицированные серии КТЭ: мощностью до 2000 кВт и 2000—12 000 кВт. В состав КТЭ входят: электродвигатель постоянного тока с тахогенератором; тиристорный преобразовательный агрегат; коммутирующая и защитная аппаратура в цепях постоянного и переменного тока; комплект аппаратов, приборов и устройств, обеспечивающих оперативное управление, контроль состояния, защиту от перегрузки по току и от перенапряжений, сигнализацию; системы управления и регулирования электропривода; устройство динамического торможения (если требуется); узел питания обмотки возбуждения тахогенератора (если требуется); устройство управления электромеханическим тормозом (если требуется).

КТЭ бывают непереверсные и реверсивные. Они изготовляются на номинальные напряжения 220, 440, 600, 825, 930 В и номинальные токи 25, 50, 100, 200, 320, 500, 800, 1000, 1600, 2500, 4000, 5000, 6300, 8000, 10 000, 12 500 А; допускают работу в циклическом режиме, имеют три класса перегрузок: класс 2 — перегрузка 75% в течение 60 с; класс 3 — перегрузка 100% в течение 15 с; класс 4 — перегрузка 125% в течение 10 с. При этом среднеквадратичный ток в течение цикла не должен превышать номинального за время усреднения не более 10 мин.

Тиристорные преобразователи на номинальный ток до 2500 А выполняют по шестипульсной мостовой схеме выпрямления, при токах 4000 А и более предусмотрена двенадцатипульсная схема, создаваемая параллельным соединением двух шестипульсных мостовых схем, питающихся от

вентильных обмоток, напряжения которых сдвинуты на 30° .

КТЭ имеют следующие исполнения: однодвигательные; двухдвигательные с питанием якорей от одного преобразователя; двухдвигательные с питанием якорей от индивидуальных преобразователей; многодвигательные с питанием трех и более якорей от одного преобразователя.

Предусмотрено пять основных типов регуляторов: регулятор напряжения или э. д. с. двигателя; регулятор скорости; регулятор положения; регулятор натяжения и скорости; регулятор мощности.

Регламентируются следующие показатели качества напряжения питающей сети:

изменение напряжения силовых цепей переменного тока $\pm 10\%$ номинального значения;

изменение напряжения собственных нужд плюс 10% , минус 15% номинального значения;

работа системы фазового управления обеспечивается при коммутационных провалах площадью 400% эл. град;

отклонение частоты сети переменного тока от номинального в пределах $\pm 2\%$;

для управления быстродействующими выключателями и контакторами должна использоваться сеть постоянного тока 220 В $\pm 10\%$;

питание собственных нужд электроприводов осуществляется от сети переменного тока 380 В .

КТЭ на номинальный ток до 500 В включительно питаются от сети 380 В через трансформаторы или анодные реакторы; на ток 800 и 1000 А питаются от сети 380 В через анодные реакторы и от сети 6 и 10 кВ через трансформаторы. Все остальные КТЭ питаются от сети 6 и 10 кВ через трансформаторы. При использовании анодных реакторов питание осуществляется от общего трансформатора с изолированной или с заземленной нейтралью.

Электроприводы изготавливаются:

в виде единого конструктивного целого, при этом силовой трансформатор, реактор в шкафу, быстродействующий выключатель в шкафу устанавливаются рядом с преобразовательной секцией и соединяются монтажными элементами и электрическими соединениями, поставляемыми совместно с электроприводами;

в разобранном виде, когда все или часть перечисленных выше силовых элементов устанавливаются отдельно, а монтажные элементы и электрические соединения не входят в комплект поставки завода — изготовителя КТЭ.

КТЭ предназначены для эксплуатации в районах с умеренным климатом (климатическое исполнение У), но при температуре от плюс 1° до плюс 40°С . Содержание нетокопроводящей пыли должно быть не более $0,7\text{ мг/м}^3$.

1-34. РЕАКТОРЫ ДЛЯ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В вентильном электроприводе реакторы выполняют следующие функции: уменьшают зону прерывистых токов, сглаживают пульсации выпрямленного тока, ограничивают ток через вентили в первый полупериод питающего напряжения при коротком замыкании на стороне выпрямленного тока. В реверсивном вентильном электроприводе на реакторы возлагаются дополнительные задачи: ограничение уравнивающих токов при совместном управлении вентильными группами, ограничение скорости нарастания аварийного тока при опрокидывании инвертора. Индуктивность реактора зависит от его назначения, силовой схемы преобразователя и расположения реакторов в схеме.

Ограничение зоны прерывистых токов. Для получения гранично-непрерывного режима при заданном значении угла регулирования α в цепь выпрямленного тока необходимо включить индуктивность L_d , значение которой можно определить из формулы для гранично-непрерывного тока

$$L_d = \frac{1}{\omega} \left(\frac{U_{d,0}}{\sqrt{d_{rp}}} k_{rp} - x_a \right),$$

где

$$k_{rp} = \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha;$$

x_a — индуктивное сопротивление питающей сети. Если $x_{a,\phi}$ индуктивное сопротивление фазы, то для простых нулевых схем $x_a = x_{a,\phi}$, для мостовых схем $x_a = 2x_{a,\phi}$, для схем «две обратные звезды с уравнительными реакторами» $x_a = x_{a,\phi}/2$.

Зависимость коэффициента k_{rp} от угла регулирования при различном числе пульсаций p представлена на рис. 1-156. Иногда удобнее пользоваться не выпрямленным напряжением $U_{d,0}$, а напряжением вторичной обмотки трансформатора. Расчетные формулы для такого случая сведены в табл. 1-30.

Зная индуктивность якоря двигателя L_κ , можно определить, необходим ли добавочный реактор для получения заданного начально-непрерывного тока и какова его индуктивность при этом токе: $L_{др} = L_d - L_\kappa$.

Индуктивность якоря может быть определена, например, по формуле, Гн,

$$L_\kappa = K \frac{30 U_n}{\pi I_n n_p p_d},$$

где $K = 0,5 \div 0,6$ для некомпенсированных машин постоянного тока; $K = 0,1$ для компенсированных машин постоянного тока; p_d — число пар полюсов электродвигателя; n_n — номинальная частота вращения электродвигателя, об/мин; U_n — номинальное

Таблица 1-30

Определение индуктивности цепи выпрямленного тока для ограничения прерывистых токов

Схема	<i>m</i>	<i>p</i>	<i>L_d</i> , Гн
Трехфазная нулевая	3	3	$\frac{1}{\omega} \left(0,46 \frac{U_{\text{вф}}}{I_{d,\text{гр}}} \sin \alpha - x_{a,\text{ф}} \right)$
Трехфазная, две обратные звезды с уравнительным реактором	3	6	$\frac{1}{\omega} \left(0,1089 \frac{U_{2\text{ф}}}{I_{d,\text{гр}}} \sin \alpha - \frac{x_{a,\text{ф}}}{2} \right)$
Трехфазная, две обратные звезды с уравнительным реактором в эквивалентной двенадцатифазной схеме	3	12	Параллельное соединение $\frac{1}{\omega} \left(0,02684 \frac{U_{2\text{ф}}}{I_{d,\text{гр}}} \sin \alpha - \frac{x_{a,\text{ф}}}{4} \right)$
			Последовательное соединение $\frac{1}{\omega} \left(0,02684 \frac{U_{2\text{ф}}}{I_{d,\text{гр}}} \sin \alpha - x_{a,\text{ф}} \right)$
Трехфазная мостовая симметричная	3	6	$\frac{1}{\omega} \left(0,126 \frac{U_{2\pi}}{I_{d,\text{гр}}} \sin \alpha - 2x_{a,\text{ф}} \right)$

напряжение двигателя, В; *I_н* — номинальный ток электродвигателя, А.

Сглаживание пульсаций выпрямленного тока. Пульсации выпрямленного напряжения приводят к пульсации выпрямленного тока, которые ухудшают коммутацию двигателя и увеличивают его нагрев.

В симметричной мостовой и в нулевых схемах амплитудные значения гармонических составляющих выпрямленного напряжения *U_{d,n,m}* связаны с его средним значением *U_{d,0}* и углом регулирования преобразователя *α* следующим выражением:

$$\frac{U_{d,n,m}}{U_{d,0}} = \frac{2 \cos \alpha}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}.$$

Для трехфазной мостовой симметричной схемы *p*=6, для трехфазной нулевой схемы *p*=3; *k*=1, 2, 3 — кратность гармоник, т. е. отношение порядкового номера гармоники к числу пульсаций.

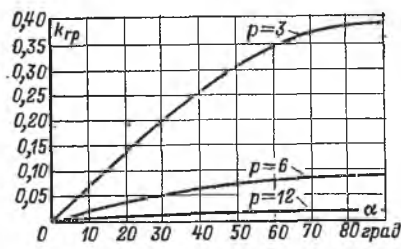


Рис. 1-156. Зависимость коэффициента *k_{rp}* от угла *α*.

В симметричной мостовой и в нулевых схемах наибольшую амплитуду имеют основные гармоники (*k*=1). Амплитуды гармоник более высокой кратности значительно меньше, а действие реактора на них эффективнее, поэтому расчет индуктивности дросселя для этих схем ведется только по основной гармонике.

Кривые 1 и 2 на рис. 1-157 показывают зависимость относительной величины амплитуды гармонической составляющей с

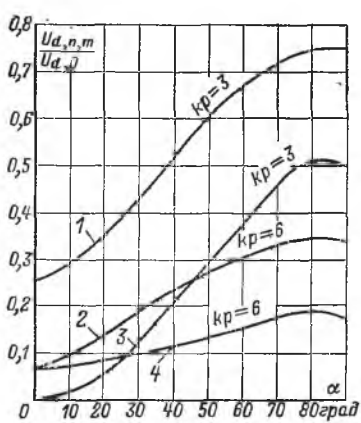


Рис. 1-157. Амплитуда основной гармонической выпрямленного напряжения для различных схем выпрямления

кратностью $k=1$ для трехфазной мостовой симметричной и нулевой схем. Для несимметричной трехфазной мостовой схемы при малых углах регулирования α большую амплитуду имеет гармоническая составляющая с кратностью $k=2$ и $k_p=6$ (кривая 4 на рис. 1-157), а при углах регулирования, начиная с $\alpha \approx 25^\circ$, — гармоническая составляющая с кратностью $k=1$ и $k_p=3$ (кривая 3 на рис. 1-157).

При расчете индуктивности сглаживающего реактора исходят из допустимого уровня пульсаций выпрямленного тока для двигателей при номинальных скорости и напряжении.

Тиристорные преобразователи с симметричной мостовой схемой при номинальных напряжениях и токе обычно имеют угол регулирования α около 30° для обеспечения возможности компенсировать понижение напряжения питающей сети и снижение выпрямленного напряжения при увеличении нагрузки. Поэтому за исходную величину принимают угол регулирования $\alpha = 30^\circ$.

Учитывая, что тот уровень выпрямленного напряжения, который в симметричной схеме получается при $\alpha = 30^\circ$, будет достигнут в несимметричной схеме при $\alpha \approx 43^\circ$, расчет индуктивности сглаживающего дросселя и в этом случае следует вести по гармонической составляющей с кратностью $k=1$.

Гармоническая составляющая выпрямленного напряжения и вызываемая ею пульсация выпрямленного тока с кратностью $k=2$ будут оказывать более сильное воздействие на двигатель только при $\alpha < 15-17^\circ$, когда они станут в 2 раза больше, чем амплитуда гармонической составляющей с кратностью $k=1$. Однако при $\alpha < 15-17^\circ$ амплитуды гармонических составляющих выпрямленного напряжения сами по себе малы.

Влияние пульсаций выпрямленного тока на коммутацию двигателей выражается в сужении зоны темной коммутации по сравнению с питанием от генератора постоянного тока и в появлении искрения под щетками. Обычно оценка ведется по действующему значению основной гармоники, которое должно быть в пределах 2—15% номинального тока в зависимости от мощности, диапазона регулирования частоты вращения двигателя и допустимого снижения зоны темной коммутации.

При известной амплитуде основной составляющей $U_{a,n,m}$ и допустимому действующему значению основной гармоники тока $p_{(1)\%}$ необходимая индуктивность цепи выпрямленного тока может быть определена по формуле, Гн,

$$L_d = \frac{U_{a,n,m} \cdot 100}{\sqrt{2} k_p \omega p_{(1)\%} I_{d,n}},$$

где $I_{d,n}$ — номинальный выпрямленный ток преобразователя, А; ω — круговая частота сети, с^{-1} .

Индуктивность сглаживающего реактора, Гн,

$$L_{др} = L_d - L_\lambda,$$

где L_λ — индуктивность якоря электродвигателя.

Расчетная индуктивность реактора должна сохраняться по условию работы с перегрузкой при токе через реактор, равном двойному номинальному току электропривода. При этом должна быть обеспечена удовлетворительная коммутация, особенно в реверсивных электроприводах с частными пусками, реверсами и торможениями.

Ограничение тока через вентили при к. з. на стороне постоянного тока. При коротком замыкании на стороне постоянного тока реактор должен ограничить скорость нарастания аварийного тока, чтобы он не превысил опасного для вентилей значения в течение собственного времени срабатывания защитных устройств (от момента превышения тока уставки защитного устройства до начала расхождения контактов и образования электрической дуги).

Если преобразователь снабжен быстродействующей токовой отсечкой, то при коротком замыкании на стороне постоянного тока за реактором можно ограничить ток к. з., сдвинув управляющие импульсы по фазе в сторону снижения выпрямленного напряжения. Однако токовая отсечка при любом ее быстродействии не может ограничить ток через те тиристоры, которые были уже открыты в момент к. з. Ограничение тока через них может быть получено за счет индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и индуктивности в цепи постоянного тока.

Для мостовой схемы индуктивность реактора определяется по следующей приближенной формуле:

$$L_{др} \approx \frac{2,1 U_{2л}}{\omega (I_{доп} - I_{нач})} - \frac{2x_{a,ф}}{\omega},$$

где $I_{доп}$ — максимально допустимый в течение одного полупериода ток вентилей, А; $I_{нач}$ — ток нагрузки в момент короткого замыкания, А.

Ограничение тока при опрокидывании инвертора. При однофазном опрокидывании в мостовой схеме якорь двигателя закорачивается через вентили.

Индуктивность реактора, необходимая для ограничения аварийного тока на время срабатывания защиты, может быть определена из приближенного выражения

$$L_{др} \approx \frac{0,01R}{\ln \frac{\frac{E_{нач}}{R} - I_{нач}}{\frac{E_{нач}}{R} - I_{доп}}} - L_\lambda,$$

где R — сопротивление якорной цепи; $E_{нач}$ — э. д. с. двигателя в момент опроки-

дывания; $I_{\text{нач}}$ — ток двигателя перед опрокидыванием.

При двухфазном опрокидывании для определения $L_{\text{др}}$ требуется решение трансцендентных уравнений.

Ограничение уравнильных токов. При согласованном управлении вентильными

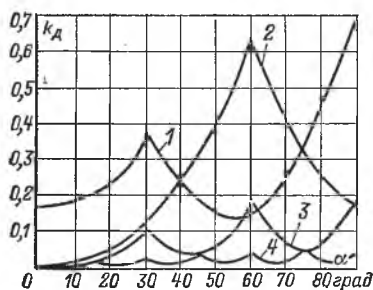


Рис. 1-158. Зависимость коэффициента k_d от угла α .

1 — трехфазная перекрестная схема; 2 — трехфазная встречно-параллельная схема; 3 — трехфазная мостовая перекрестная и шестифазные нулевые перекрестные и встречно-параллельные схемы; 4 — 12-фазная встречно-параллельная и перекрестная схемы.

группами индуктивности токоограничивающих реакторов определяется по формуле, G_n ,

$$L_{\text{гр}} = k_d \frac{U_{2m}}{\omega I_{\text{гр}}},$$

где $U_{2m} = U_{2\text{фм}}$ — амплитуда фазного напряжения для трехфазной встречно-параллельной схемы, для трехфазной и шестифазной нулевой перекрестной схемы; $U_{2m} = U_{2\text{лм}}$ — амплитуда линейного напряжения для трехфазной мостовой перекрестной схемы; k_d — коэффициент действующего значения уравнильного тока, определяемый по кривым рис. 1-158 в зависимости от угла α ; $I_{\text{гр}}$ — действующее значение уравнильного тока (обычно оно не превышает 10% номинального тока).

Анодные реакторы. При питании тиристорных преобразователей от общего группового трансформатора в анодные цепи преобразователей включают реакторы, которые уменьшают взаимное влияние преобразователей через общую индуктивность группового трансформатора друг на друга при коммутации вентилей, а также ограничивают совместно с индуктивностью рассеяния группового трансформатора аварийные токи. Так как реакторы не должны уменьшать свою индуктивность при токах короткого замыкания, то они выполняются воздушными без железного сердечника. Индуктивное сопротивление реакторов x_p % выбирается обычно 4—6%.

1-35. ТИРИСТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Способы запираания тиристоров. Однонаправленные тиристоры являются приборами с неполной управляемостью, так как с помощью управляющего электрода можно только включать тиристоры, но нельзя их выключать. Известны два основных способа запираания тиристора: прерывание анодного тока и принудительная коммутация. Различные способы запираания тиристоров сведены в табл. 1-31, динамические характеристики — в табл. 1-32.

Импульсное управление двигателем постоянного тока. Любая схема, изображенная в табл. 1-31, может служить в качестве бесконтактного тиристорного ключа, так как с помощью этих схем можно осуществлять не только включение, но и выключение нагрузки. Если нагрузка не является чисто активной, а содержит также индуктивность, то она должна быть зашунтирована встречно-включенным диодом.

Современные тиристоры допускают большую частоту включений и выключений, доходящую до десятков килогерц. Поэтому тиристорные ключи получили применение в качестве импульсных регуляторов двигателей постоянного тока.

Если питать якорь двигателя постоянного тока от источника с нерегулируемым напряжением через тиристорный прерыватель, открывая и закрывая его, можно путем изменения времени открытого и закрытого состояния главного тиристора прерывателя изменить среднее значение напряжения на зажимах якоря двигателя в широких пределах.

Управление импульсным преобразователем может осуществляться двумя путями. Если время цикла t_d остается постоянным, а время пропуска тока t_i изменяется от нуля до t_d , то такой способ осуществляет регулирование с переменной шириной импульса при их постоянной частоте. Другой способ заключается в том, что при постоянной ширине импульсов t_i изменяется их частота. В обоих случаях напряжение, приложенное к якорю двигателя, изменяется от нуля до полного напряжения источника.

Подобные импульсные регуляторы получили широкое распространение на подвижных объектах с питанием от аккумуляторных батарей, например в аккумуляторных электровозах, электромобилях, электрокарах.

Оптимальная частота импульсных регуляторов составляет примерно 100—300 Гц.

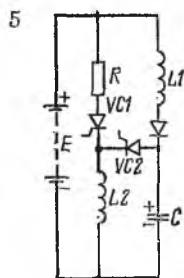
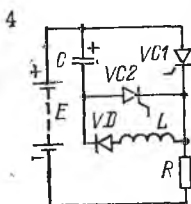
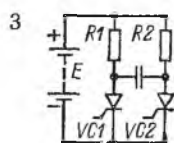
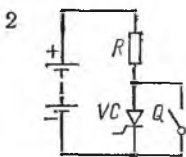
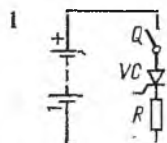
На рис. 1-159 показана схема регулирования тока якоря двигателя с помощью импульсного преобразователя. При включении главного тиристора $VC1$ ток от источника постоянного тока с э. д. с. E_T протекает через трансформатор постоянного

Таблица 1-31

Способы запираания тиристоров в цепи постоянного тока

Схема

Способы запираания и краткое пояснение



Разрывы анодной цепи. При замкнутом выключателе Q тиристор VC с помощью управляющего электрода был включен и проводил ток через сопротивление нагрузки R . Размыканием выключателя Q на время, достаточное для восстановления управляемости тиристора, можно прервать ток, протекающий через нагрузку.

Шунтирование цепи анод — катод тиристора. При разомкнутом выключателе Q тиристор VC был включен с помощью управляющего электрода. Шунтированием цепи анод — катод тиристора выключателем Q на время, достаточное для восстановления управляемости, можно прервать ток тиристора, а после выключения выключателя Q прервать ток, протекающий через нагрузку R .

Принудительная коммутация с помощью конденсатора, подключаемого параллельно тиристорному другим тиристором. Предположим, что проводит тиристор $VC1$; в этом случае ток течет через сопротивление $R1$ и заряжается конденсатор C по цепи $R2-C-VC1$ с полярностью, указанной на рисунке. После заряда C и отпирания тиристора $VC2$ конденсатор C подключается параллельно тиристор $VC1$ и ток разряда конденсатора течет в направлении, противоположном прямому току через $VC1$, вызывая его запираение. В рассматриваемом способе гашения полезной нагрузкой может служить одно сопротивление $R1$ или два сопротивления $R1$ и $R2$. В первом случае получается прерыватель постоянного тока, при этом второе сопротивление $R2$ служит только для заряда конденсатора и может быть взято относительно большим; соответственно и тиристор $VC2$ может быть выбран на меньший ток чем $VC1$. Во втором случае получается двухпозиционное реле, которое переключает ток с одной нагрузки $R1$ на другую $R2$.

Принудительная коммутация с помощью контура, подключаемого другим тиристором. Тиристор $VC2$ включается первым и заряжает конденсатор с полярностью, показанной на рисунке. После окончания заряда тиристор $VC2$ запирается. При отпирании тиристора $VC1$ возникают два контура: контур тока нагрузки через R и контур перезаряда конденсатора $C-VC1-L-VD$. Сначала происходит разряд конденсатора и накопление энергии в индуктивности L . Затем за счет энергии, накопленной в индуктивности, происходит перезаряд конденсатора с изменением полярности. При перезарядке конденсатора диод VD препятствует его разряду до момента отпирания тиристора $VC2$. Для запираания $VC1$ отпирают тиристор $VC2$ и конденсатор C разряжается через $VC1$ в обратном направлении.

Принудительная коммутация с LC-контурами и вспомогательным тиристором. В этом случае также имеется вспомогательный тиристор, но импульс тока перезаряда конденсатора не протекает через сопротивление нагрузки R . Сначала конденсатор C заряжается через зарядную индуктивность $L1$ и диод VD с полярностью, указанной на рисунке, до напряжения несколько большего, чем E . Когда тиристор $VC1$ отпирается, ток нагрузки течет через R и $L2$. Тиристор $VC2$ входит в состав колебательного контура, образованного C и $L2$. Когда отпирается $VC2$, напряжение, приложенное к $L2$, оказывается больше, чем питающее напряжение E . Поэтому к тиристор $VC1$ прикладывается обратное напряжение и он запирается. По окончании импульса тока перезаряда конденсатора C через $L2$ тиристор $VC2$ запирается; теперь конденсатор C заряжен с противоположной полярностью. Зарядная индуктивность $L1$ значительно больше $L2$ и конденсатор относительно медленно снова перезаряжается через $L1$ и VD до напряжения большего, чем напряжение питания E .

Схема	Способы записания и краткое пояснение
6	Принудительная коммутация с помощью конденсатора, подключаемого параллельно тиристору другим тиристором с иапряжением конденсатора, зависимым от тока нагрузки. Если конденсатор C был разряжен, то при отпирании тиристора $VC1$ напряжение, индуцируемое в верхней обмотке автотрансформатора T, магнитно-связанной с нижней обмоткой T, заряжает C с полярностью, указанной на рисунке. Сразу же после отпирания тиристора $VC2$ тиристор $VC1$ запирается за счет разряда конденсатора C. Далее конденсатор перезаряжается через $VC2$ — нижнюю обмотку T—R и полярность его становится противоположной той, что изображена на рисунке. После окончания заряда C тиристор $VC2$ гаснет. При следующем отпирании $VC1$ конденсатор C разряжается через $VC1$ и верхнюю обмотку T и полярность напряжения на нем вновь становится такой, как изображено на рисунке, — схема снова готова к следующему циклу коммутации. Значение напряжения на зажимах конденсатора зависит от тока нагрузки, протекающего через нижнюю обмотку T. С увеличением нагрузки напряжение, индуцированное в верхней обмотке, возрастает, увеличивая время, предоставляемое для восстановления управляемости $VC1$
7	Коммутация с помощью импульсов тока от внешнего источника. При отпирании тиристора VC ток течет через сопротивление нагрузки R. Чтобы запереть тиристор, необходимо подать на базу транзистора VT отпирющий импульс. В результате вспомогательный источник E_2 подключается к тиристор и запирает его. Транзистор должен находиться в открытом состоянии в течение времени восстановления управляемости тиристора. Напряжение источника E_2 должно быть 5—10 В. Недостаток схемы заключается в том, что транзистор должен быть рассчитан на полное напряжение питания

тока BA , дроссель L и якорь двигателя постоянного тока M . При выключении тиристора ток i_2 продолжает протекать через дроссель, якорь двигателя, диод VD и трансформатор постоянного тока BA , который является измерителем тока. Регулятор тока AA включает тиристор, когда ток двигателя снижается на несколько процентов ниже заданного значения i_2 и выключает тиристор, когда ток двигателя превышает заданное значение на несколько процентов. Разница между максимальным и минималь-

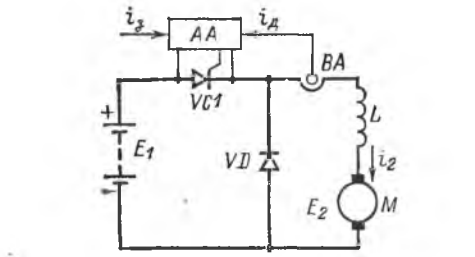


Рис. 1-159. Регулирование тока якоря двигателя с помощью импульсного преобразователя (двигательный режим).

ным значением тока обычно не превышает 7%.

На рис. 1-160 показана схема импульсного регулирования двигателя в режиме рекуперативного торможения. Диод VD исключает протекание тока от батареи к двигателю. Торможение осуществляется путем периодического включения и выключения главного тиристора VC . Наличие дросселя L дает возможность двигателю отдавать энергию в батарею даже при значительном снижении частоты вращения

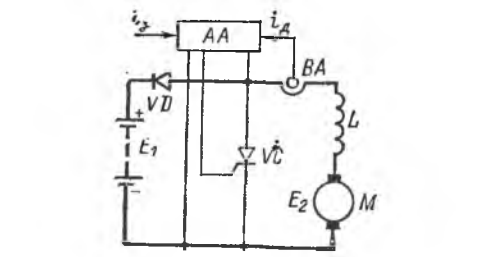


Рис. 1-160. Регулирование тока якоря двигателя с помощью импульсного преобразователя (режим рекуперативного торможения).

Таблица 1-32

Динамические характеристики способов запираания тиристоров,
приведенных в табл. 1-31

Схема	Схема по табл. 1-31				
	3	4	5	6	7
Заряд одного импульса тока, А·мкс (примечание 1)	$\frac{Et}{R_1} + 2EC$	$\frac{Et}{R} + 2EC$	$\frac{Et}{R} - \frac{EL_2}{R^2}$	$\sim \frac{Et}{R} + 2EC$	$\sim \frac{Et}{R}$
Скорость нарастания анодного тока $VC1$, А/мкс	$\frac{E}{L_{R1}}$	$\frac{E}{L} + \frac{E}{L_R}$	$\frac{E}{L_2}$	$\sim \frac{E}{L_1}$	$\frac{E}{L_R}$
Амплитуда напряжения на $VC1$, В	E	E	—	$>E$	E
Максимальное dU/dt на $VC1$, В/мкс	$\frac{1,2E}{CR_1}$	$\frac{1,2E}{CR}$	—	$> \frac{1,2E}{CR}$	$\sim E$
Минимальное $t_{вс}$ для $VC1$, мкс	$0,7CR_1$	$0,7CR$	$\frac{\pi}{2} \sqrt{L_2 C}$	$>0,7CR$	Ширина опирающего импульса на базе VT

Примечания: 1. Для получения среднего тока рабочего тиристора умножить заряд одного импульса на частоту, Гц, и на 10^{-6} .

2. Соотношения справедливы только для активной нагрузки. Обозначения: t — интервал между моментами отпирания и запираания тиристора; L_R — паразитная индуктивность активной нагрузки, мкГн; L , L_1 , L_2 — индуктивности дросселей, мкГн; C — емкость конденсатора, мкФ; R , R_1 — сопротивления резисторов, Ом.

двигателя и, следовательно, при значительном снижении его э.д.с. E_2 . Импульсное регулирование дает возможность осуществлять рекуперативное торможение при неизменном напряжении батареи и полном

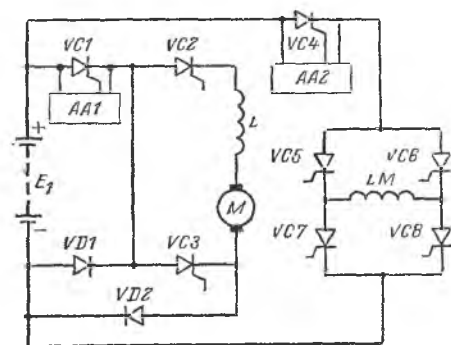


Рис. 1-161. Реверсивный привод с импульсным регулированием тока якоря и тока возбуждения.

токе двигателя вплоть до ползучей частоты вращения. Перевод схемы привода из двигательного режима (рис. 1-159) в режим рекуперативного торможения (рис. 1-160), а также изменение направления вращения могут производиться с помощью контакторов или контроллера. Эти переключения

можно производить бесконтактными тиристорными ключами, как это изображено на рис. 1-161. Импульсное регулирование тока якоря осуществляется тиристором $VC1$, который управляется регулятором тока якоря $AA1$. При включении тиристора $VC2$ двигатель работает в двигательном режиме, при включении тиристора $VC3$ — в режиме рекуперативного торможения.

Изменение тока возбуждения двигателя осуществляется также импульсным регулированием с помощью тиристора $VC4$. Изменение направления тока в обмотке возбуждения осуществляется тиристорным реверсом, состоящим из тиристорov $VC5$ — $VC8$.

1-36. ТИРИСТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Частотное управление электродвигателем переменного тока. До последнего времени асинхронные короткозамкнутые двигатели применялись в основном для регулируемых электроприводов, так как для регулирования частоты вращения требуется индивидуальный источник переменной частоты.

Появление статических преобразователей частоты расширило применение асин-

хронных двигателей, сохранив возможности глубокого и экономичного регулирования частоты вращения, присущие системам регулирования с двигателями постоянного тока.

В качестве статического преобразователя частоты наибольшее распространение получили два вида преобразователей:

автономный инвертор со звеном постоянного тока, который требует предварительного выпрямления тока и последующего инвертирования. Выходная частота не связана с частотой сети и может изменяться от малых значений до нескольких тысяч герц;

преобразователи с непосредственной связью формируют кривую выходного напряжения из напряжения более высокой частоты в напряжении низкой частоты. При естественной коммутации тока возможный верхний предел изменения выходной частоты при шестифазной реверсивной схеме в каждой фазе двигателя не превышает одной трети частоты питания. Непосредственные преобразователи иногда называют циклоконверторами.

Законы регулирования электропривода с частотным управлением. Как известно, напряжение фазы статора асинхронного двигателя

$$U \approx E = 4,44\omega K_{об} f \Phi, \quad (1-184)$$

где E — э. д. с. фазы статора, вызванная главным потоком двигателя; ω — число витков фазы статора; $K_{об}$ — обмоточный коэффициент статора; f — частота питания; Φ — главный поток двигателя.

Из (1-184) следует, что если оставить напряжение неизменным, то при изменении частоты магнитный поток будет изменяться обратно пропорционально частоте напряжения питания. Таким образом, при снижении частоты ниже номинальной поток возрастает, что приводит к насыщению магнитопровода и к резкому возрастанию намагничивающего тока.

Возрастание частоты при неизменном напряжении приводят к недонпользованию двигателя.

Правила регулирования асинхронных двигателей при изменении частоты питающего тока приведены в табл. 1-33.

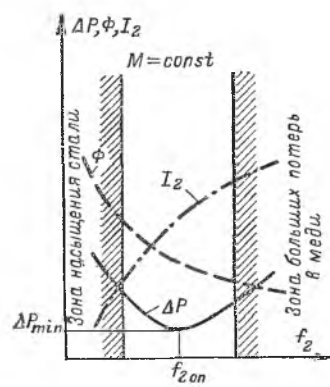


Рис. 1-162. Зависимость потерь, магнитного потока и тока ротора от частоты ротора.

М. П. Костенко сформулировал закон частотного управления: «Если сконструировать асинхронный двигатель для частоты f_H , момента M_H и напряжения на зажимах U_H и изменить затем при частоте f и моменте M напряжение U таким образом, чтобы всегда было удовлетворено соотношение

$$\frac{U}{U_H} = \frac{f}{f_H} \sqrt{\frac{M}{M_H}}, \quad (1-185)$$

то двигатель будет работать практически при неизменном коэффициенте устойчивости, неизменном $\cos \Phi_H$ и постоянном абсолютном скольжении и к. п. д., зависящем только от изменения частоты и не зависящем от изменения момента на валу, если

Т а б л и ц а 1-33

Правила частотного регулирования

Параметры	$\frac{M}{M_H}$	$\frac{U}{U_H}$	$\frac{P}{P_H}$	$\frac{\Phi}{\Phi_H}$	$\frac{I}{I_H}$
Постоянная мощность $M = M_H \frac{f_H}{f}$	$\frac{f_H}{f}$	$\sqrt{\frac{f}{f_H}}$	const	$\sqrt{\frac{f_H}{f}}$	$\sqrt{\frac{f_H}{f}}$
Постоянный момент $M = M_H = \text{const}$	const	$\frac{f}{f_H}$	$\frac{f}{f_H}$	const	const
Вентиляционный закон $M = M \left(\frac{f}{f_H}\right)^2$	$\left(\frac{f}{f_H}\right)^2$	$\left(\frac{f}{f_H}\right)^2$	$\left(\frac{f}{f_H}\right)^3$	$\frac{f}{f_H}$	$\frac{f}{f_H}$

насыщение магнитной системы не слишком велико».

Если учитывать активное сопротивление обмоток статора, то для того, чтобы поток изменялся по правилам, перечисленным в табл. 1-33, необходимо при малых частотах увеличивать значение U/U_n по сравнению со значениями, приведенными в табл. 1-33.

Возможны, естественно, и другие законы регулирования, например по максимальному к. п. д. Поскольку минимальные потери в асинхронном двигателе возникают при определенном оптимальном значении частоты тока ротора f_2 (рис. 1-162), то с изменением частоты так изменяют напряжение статора, чтобы обеспечить работу двигателя при оптимальной частоте ротора. Возникает необходимость независимого от изменения частоты регулирования напряжения в широких пределах.

Электромагнитный момент асинхронного двигателя может быть выражен следующим образом:

$$M = c_1 I_2 \Phi \cos \varphi_2, \quad (1-186)$$

где c_1 — постоянный коэффициент; I_2 — ток ротора; φ_2 — угол сдвига фаз между э. д. с. и током ротора

$$I_2 = c_2 f_2 \Phi; \quad (1-187)$$

так как ток ротора, частота ротора и главный поток двигателя связаны уравнением (1-187) в процессе управления системой «преобразователь частоты — асинхронный двигатель», нужно контролировать любые две величины, например ток ротора и частоту ротора, главный поток и частоту ротора, ток ротора и главный поток.

Непосредственное измерение тока ротора невозможно. Измерение вместо тока ротора тока статора вносит некоторую погрешность. Частота ротора f_2 получается путем вычитания из частоты питания частоты вращения ротора, которая получается от частотного датчика, сочлененного с валом двигателя. Поток двигателя получается непосредственно с помощью датчика Холла. Под воздействием системы автоматического регулирования частота и напряжение преобразователя частоты в статических режимах регулируются так, чтобы обеспечивался заданный закон изменения двух из трех связанных уравнением (1-187) величин.

Автономные инверторы со звеном постоянного тока. К автономным инверторам предъявляют следующие требования:

коммутация должна быть устойчивой при любой частоте и любой нагрузке на валу, поэтому следует выбирать такие схемы автономных инверторов, в которых частота, значение и характер нагрузки мало влияют на коммутационную способность; отклонение формы выходного напряжения преобразователя от синусоидальной должно быть минимальным, так как наличие высших гармоник приводит к повыше-

ным потерям в двигателе и к неравномерному ходу двигателя на нижнем пределе частоты.

Когда двигатель работает в очень узком диапазоне изменения частоты или применяется автономный инвертор с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения, можно выпрямитель выпол-

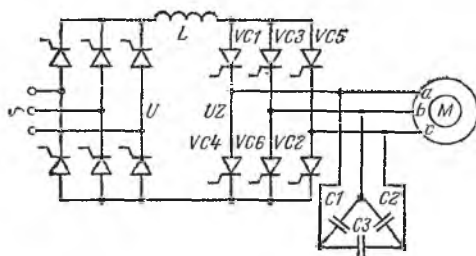


Рис. 1-163. Схема инвертора тока с полной коммутационной емкостью.

нять на нерегулируемых вентилях. В других случаях выпрямитель выполняют регулируемым на тиристорах с различными схемами фазового или широтно-импульсного управления напряжением.

В настоящее время для инверторов со звеном постоянного тока принята следующая основная классификация:

автономные инверторы тока, у которых на входе в качестве фильтра включена индуктивность, причем коммутация тириستоров осуществляется таким образом, что имеет место однонаправленное прохождение тока;

автономные инверторы напряжения, у которых на входе в качестве фильтра включен конденсатор, причем кроме тиристоров в качестве ключевых элементов применяют встречно включенные относительно тиристоров диоды и коммутация осуществляется таким образом, что происходит двухполярное прохождение тока.

Автономный инвертор тока с полной коммутационной емкостью. На рис. 1-163 изображена схема трехфазного инвертора тока с полной коммутационной емкостью. Трехфазный тиристорный выпрямитель U выпрямляет ток сети, и выпрямленный ток сглаживается дросселем L . Тиристоры инвертора тока U_2 V_{C1} — V_{C6} , включенные по трехфазной мостовой схеме, пропускают ток в течение $1/3$ периода (120°). Переключение производится с периодичностью 60° в последовательности, соответствующей нумерации тиристоров. Коммутация тока и компенсации реактивной мощности осуществляются конденсаторами $C1$ — $C3$ на стороне переменного тока.

К достоинствам схемы следует отнести сравнительную простоту и благоприятную для тиристоров форму коммутационного напряжения. Наряду с достоинствами имеются и недостатки: вольт-амперная характе-

ристика является крутопадающей, причем на холостом ходу напряжение может превышать напряжение источника постоянного тока в десятки раз; емкость конденсаторов должна быть большой, при снижении частоты и при постоянном моменте на валу она возрастает обратно пропорционально квадрату частоты; большая емкость, выбранная из условия низшей частоты, может повлечь за собой на более высоких частотах конденсаторное самовозбуждение асинхронного двигателя, вызывающее самораскачивание системы «инвертор—двигатель», которое приводит к срыву коммутации и короткому замыканию источника питания.

Инверторы тока с полной коммутирующей емкостью применяют в основном в качестве источников повышенной частоты, при стабильной выходной частоте или при малых пределах изменения последней. При изменении нагрузки в широких пределах применяют регуляторы отбора реактивной мощности, представляющие собой три линейные индуктивности, последовательно с каждой из которых включаются встречно-параллельные тиристоры. Включение регулятора отбора реактивной мощности параллельно коммутирующим конденсаторам дает возможность стабилизировать выходное напряжение инвертора тока.

Автономный инвертор тока с ограниченными коммутирующими емкостями. На рис. 1-164 изображена схема трехфазного инвертора тока с ограниченными коммутирующими емкостями. По сравнению со схемой рис. 1-163 коммутирующие емкости разбиты на две группы $C1, C3, C5$ и $C2, C4, C6$. Кроме того, коммутирующие емкости отделены от двигателя отсекающими диодами $VD1, VD3, VD5$ и $VD2, VD4, VD6$, в результате чего можно применять одни и те же ограниченные по значению емкости на всем диапазоне регулирования частоты инвертора. Преимущества инвертора тока следующие: а) схема инвертора тока с ограниченными емкостями сравнительно проста, так как отсутствуют конденсаторы в

звене постоянного тока и диоды реактивного тока; б) форма кривой напряжения на выходе инвертора приближается к синусоидальной; в) инвертор допускает осуществление рекуперативного торможения двигателя M с переводом инвертора VZ в режим выпрямителя, а преобразователя $U1$ в режим инвертора, ведомого сетью. При

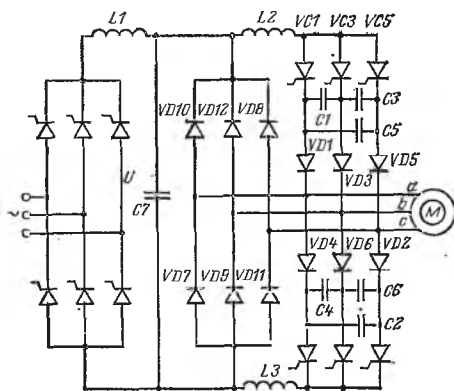


Рис. 1-165. Схема инвертора напряжения с ограниченными коммутирующими емкостями.

этом ток промежуточной цепи постоянного тока не изменяется по направлению, а изменяется полярность напряжения звена постоянного тока. Подобный переход в режим рекуперативного торможения не требует никаких дополнительных аппаратов в силовой части преобразователя; г) защита инвертора тока упрощается, так как отсутствуют конденсаторы большой емкости в звене постоянного тока.

Наряду с достоинствами инвертору тока присущи следующие недостатки: а) инвертор не является устойчивым на холостом ходу, поэтому он всегда должен быть замкнут на определенную нагрузку; б) инвертор пригоден для питания только однодвигательного привода; в) форма тока имеет прямоугольную форму с шириной импульса 120° , что при малых частотах приводит к переменному крутящему моменту, т.е. к шаговому эффекту. Инвертор тока пригоден для индивидуальных электроприводов с мощностью двигателя 10—500 кВт, с пределами регулирования частоты вращения 20 : 1.

Автономный инвертор напряжения с отсекающими диодами и диодами реактивного тока. Если от преобразователя частоты необходимо питать многодвигательный электропривод, то преобразователь частоты должен быть построен по схеме инвертора напряжения с отсекающими диодами и диодами реактивного тока. Преобразователь U работает в режиме управляемого выпрямителя. Выпрямленное напряжение фильтруется с помощью дросселя LL и

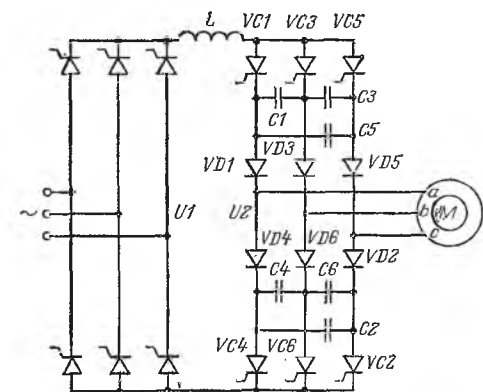


Рис. 1-164. Схема инвертора тока с ограниченной коммутирующей емкостью.

электролитического конденсатора $C7$. Отсекающие диоды $VD1—VD6$ отсекают конденсаторы $C1—C6$ от асинхронного двигателя, что ограничивает работу конденсаторов кратковременным интервалом и обеспечивает сохранение заряда до наступления следующей коммутации.

Энергия, запасенная в индуктивностях нагрузки, снова возвращается в источник постоянного тока через диоды обратного тока $VD7—VD12$. Очередность работы вентилей:

$$\frac{VC1 - VC2}{VD7 - VD8}; \quad \frac{VC3 - VC2}{VD9 - VD8};$$

$$\frac{VC3 - VC4}{VD9 - VD10} \text{ и т. д.}$$

Преимущества рассматриваемого инвертора заключаются в снижении емкости конденсаторов $C1—C6$ и индуктивности дросселей $L2, L3$, в более жесткой вольт-амперной характеристике и в возможности достижения больших пределов регулирования частоты.

Недостатки инвертора: а) несинусоидальная форма кривой напряжения, которая, кроме того, зависит от характера нагрузки; б) образование токов по контуру тиристор—дроссель—диод обратного тока. Так как постоянная времени этого контура велика, ток в дросселе не спадает до нуля и в следующий период коммутации дроссель может оказаться в насыщенном состоянии. Для ликвидации этих циркулирующих токов последовательно с диодами обратного тока включают резисторы, однако это приводит к уменьшению к.п.д. инвертора; в) для правильной работы инвертора входное напряжение постоянного тока должно быть зашунтировано электролитическим конденсатором $C7$ большой емкости. При наличии конденсатора большой емкости (при постоянном напряжении на входе инвертора 200 В емкость конденсатора должна быть 1000 мкФ на каждый киловатт установленной мощности двигателя) защита тириستоров инвертора усложняется; г) для осуществления рекуперативного торможения кроме преобразователя U должен быть установлен второй преобразователь, работающий в режиме инвертора, ведомого сети.

При отсутствии конденсатора $C7$, если в качестве источника используется выпрямитель, энергия, накопленная в индуктивностях двигателя, не может быть возвращена источнику постоянного тока. Наличие большой емкости $C7$ и малой индуктивности дросселей $L2$ и $L3$ вызывает малое изменение напряжения на выходе инвертора при изменении нагрузки, что является характерным свойством инверторов напряжения. Напряжение на выходе инвертора напряжения изменяется при постоянном моменте двигателя пропорционально выходной частоте. При малых частотах и следовательно

малых напряжениях применяют подзаряд коммутирующих конденсаторов $C1—C6$ от отдельных источников подзаряда через диоды или тиристоры, так как заряд конденсаторов от источника U может оказаться недостаточным для надежной коммутации тириستоров $VC1—VC6$.

Подача управляющих импульсов на тиристоры автономного инвертора производится от однофазного транзисторного генератора перемещенной частоты, например генератора Ройера. Импульсы от генератора частоты подаются на триггерные кольцевые счетные схемы, которые работают как пересчетное кольцо на шесть положений. Каждый импульс генератора частоты переключает кольцо на одно положение. В каждом положении кольца на управляющий электрод одного из шести коммутирующих тиристоров подается через усилительный блок управляющий импульс. Частота генератора, управляющего шестью тиристорами, должна быть в 6 раз больше выходной частоты инвертора. Изменяя напряжение питания генератора Ройера, можно изменить частоты управляющих импульсов, а следовательно, и выходную частоту инвертора. Изменяя порядок следования импульсов пересчетного кольца, можно изменить порядок следования фаз, а следовательно, и направление вращения двигателя.

Автономный инвертор напряжения с автотрансформаторной коммутацией (рис. 1-166) основан на разряде коммутирующего конденсатора через одну обмотку автотрансформатора. Например, если включены тиристоры $VC1$ и $VC2$, то ток в двигателе течет по фазам a и b и одновременно заряжается конденсатор $C4$. Если необходимо погасить тиристор $VC1$ и включить тиристор $VC3$, то следует подать кратковременный импульс на тиристор $VC4$ (десятки микросекунд) и более длительный импульс на тиристор $VC3$. Зажигание тиристора $VC4$ вызывает разряд конденсатора через нижнюю обмотку автотрансформатора $T1$, в верхней обмотке $T1$ наводится напряжение, которое запирает тиристор $VC1$. Более длительный импульс, поданный на управляющий электрод $VC3$, вызывает его включение.

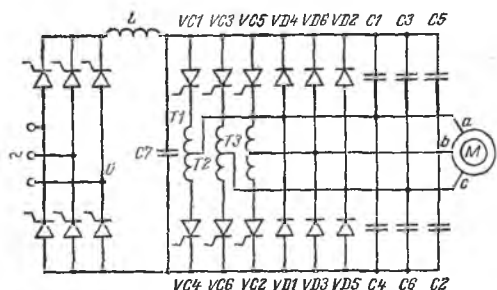


Рис. 1-166. Схема инвертора напряжения с автотрансформаторной коммутацией.

Таким образом, рассматриваемый инвертор можно выключать в любой момент, т.е. с помощью этого инвертора можно осуществлять широтно-импульсное регулирование выходного напряжения инвертора. При этом на любой частоте при ограниченной емкости конденсатора коммутация будет происходить надежно и устойчиво.



Рис. 1-167. Формирование выходного напряжения с широтно-импульсной модуляцией.

Кроме того, при помощи модуляции можно изменять ширину импульса по синусоидальному закону, получить изменение среднего значения напряжения по синусоидальному закону (рис. 1-167) и расширить диапазон изменения частоты, так как возможна работа двигателя от нуля частоты. Такой способ регулирования связан со следующими трудностями: частота коммутации должна быть в 6—7 раз выше наивысшей выходной частоты; такое повышение частоты может вызвать повышение свободно циркулирующих токов коммутирующих дросселей через тиристоры и вентили обратного моста. Для преодоления этого недостатка применяют схемы с дополнительными тиристорами и LC -контурами, которые осуществляют гашение тириستоров без образования циркулирующих токов. Такие инверторы называются инверторами с двухступенчатой коммутацией.

Автономный инвертор напряжения с двухступенчатой коммутацией (рис. 1-168) разработан НИИХЭМЗ для частотно-регу-

лируемых приводов рольгангов прокатных цехов. Структурной основой инвертора является мостовая тиристорная ячейка. Трехфазный инвертор состоит из трех ячеек, которые работают со сдвигом относительно друг друга на 120° . Переменное напряжение на нагрузке возникает в результате поочередного включения тириستоров $VC1$ и $VC2$.

Рассмотрим работу одной ячейки с тиристорами $VC1$ — $VC4$. Предположим, открыт тиристор $VC1$ и ток нагрузки протекает через него и через рабочую обмотку коммутирующего дросселя $L2$. Конденсатор $C1$ заряжен до напряжения $U_{c.0}$ с полярностью, указанной на схеме рис. 1-168. Для изменения полярности напряжения на нагрузке необходимо закрыть тиристор $VC1$ и с некоторой выдержкой времени открыть тиристор $VC2$. С этой целью включается тиристор $VC3$ и образуется контур разряда конденсатора $C1$ — $VC1$ — $VC3$ — $C2$. Ток через тиристор $VC1$ падает до нуля и переходит в цепь коммутирующего тиристора $VC3$. Тиристор $VC1$ запирается, а конденсатор $C1$ продолжает разряжаться по контуру $C1$ — $VD1$ — $L2$ — $VC3$. Дроссели $L2$ и $L3$ выполнены с обмотками подмагничивания, которые на схеме не изображены. Когда ток разряда конденсатора достигает значения, приведенного к рабочей обмотке тока подмагничивания, увеличение тока прекращается и все напряжение конденсатора прикладывается к дросселю $L2$. Под действием напряжения коммутирующего конденсатора дроссель $L2$ начинает перематываться от значения индукции $+B_{max}$ до значения $-B_{max}$. Конденсатор $C1$ перезаряжается постоянным током I_k , который не может измениться, пока не произойдет полное перематывание дросселя. По мере разряда конденсатора напряжение на тиристоре $VC1$ убывает и становится равным нулю. Через конденсатор $C1$ продолжает

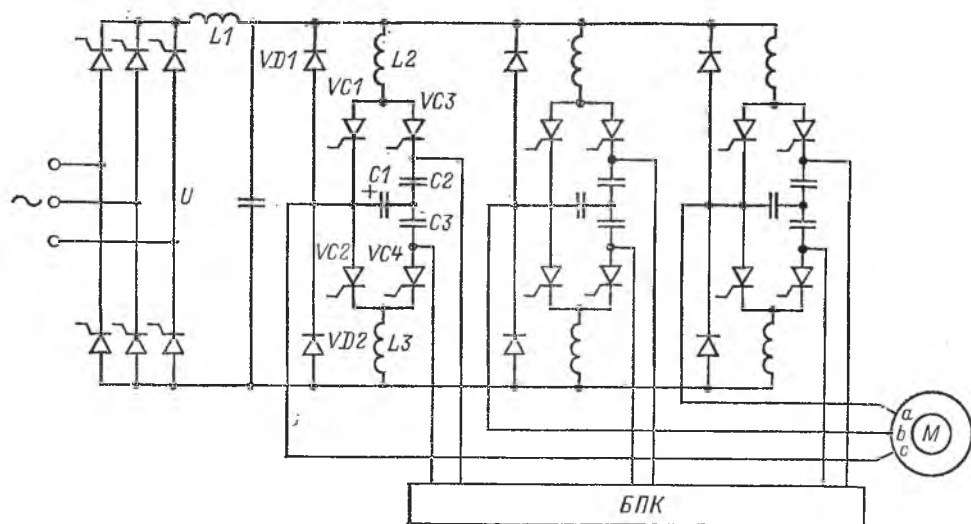


Рис. 1-168. Схема инвертора напряжения с двухступенчатой коммутацией.

протекать ток I_k , напряжение на конденсаторе меняет знак и начинает увеличиваться. Напряжение конденсатора прикладывается к дросселю $L2$ и вызывает обратное перематывание. После насыщения дросселя напряжение конденсатора препятствует протеканию тока, ток в контуре спадает до нуля и тиристор $VC3$ запирается, а ток нагрузки (в случае активно-индуктивного характера нагрузки) переходит на дроселю обратного тока $VD2$; схема готова к включению тиристора $VC2$.

Так как при перекачке энергии из коммутирующего конденсатора $C1$ в дроссель $L2$ и обратно возможны потери энергии, конденсатор $C1$ непрерывно подзаряжается от блока подзаряда конденсаторов БПК.

Рассмотренная схема дает возможность работать в обычных многодвигательных приводах с ширной импульсы силового тока 180° с постоянной формой выходного напряжения, не зависящей от характера нагрузки.

Возможна также работа схемы в режиме широтно-импульсной модуляции, так как в ней отсутствуют контуры циркулирующих токов.

К недостатку схемы следует отнести ее сложность (удвоенное число тириستоров), однако этот недостаток частично компенсируется увеличенной шириной силового импульса (180° вместо 120°).

Инвертор выполняется блоками мощностью по 125 кВ·А с числом параллельно работающих блоков от одного до четырех, в результате чего мощность инвертора изменяется от 125 до 600 кВ·А.

Непосредственные преобразователи частоты. Тиристорный реверсивный преобразователь, который служит для питания реверсивных приводов постоянного тока, может быть использован в качестве преобразователя постоянной, более высокой частоты в переменную низкую частоту. Если изменять входное напряжение управляемого выпрямителя таким образом, чтобы на выходе получалось напряжение, изменяющееся по синусоиде, то такой выпрямитель может служить для питания одной фазы асинхронного или синхронного двигателя.

Выходная частота такого преобразователя даже в случае применения шестифазных схем при частоте 50 Гц не превышает 15—16 Гц.

На рис. 1-169 дана схема трехфазно-однофазного непосредственного преобразователя. Тиристоры собраны в две мостовые шестифазные группы $U1$ и $U2$. Нагрузка включена через уравнивательные ограничивающие реакторы $TAV1$ и $TAV2$. При помощи системы управления путем циклического изменения угла открывания тириستоров из отрезков синусоид питающего напряжения формируется кривая выходного напряжения преобразователя.

На рис. 1-170 приведены идеализированные кривые тока и напряжения непосредственного преобразователя. Идеализация заключается в том, что в кривых от-

сутствует пульсация шестикратной частоты сети. В момент времени t_0 группа $U1$ (рис. 1-169) начинает работать в режиме управляемого выпрямителя и формирует положительный полупериод выходного напряжения. В момент времени t_1 кривая вы-

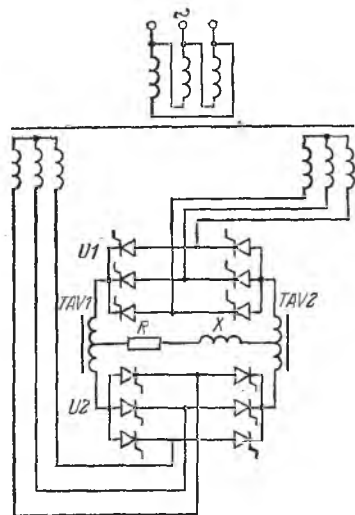


Рис. 1-169. Схема трехфазно-однофазного непосредственного преобразователя.

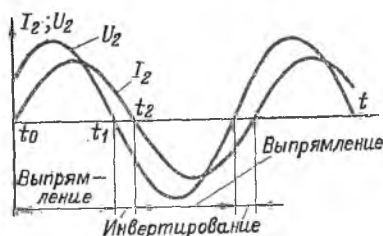


Рис. 1-170. Идеализированные кривые тока и напряжения непосредственного преобразователя частоты.

ходного напряжения доходит до нуля, а ток при индуктивной нагрузке имеет еще положительное значение; от момента времени t_1 до момента t_2 группа $U1$ переводится в инверторный режим и напряжение на нагрузке изменяет свою полярность. В момент времени t_2 ток становится равным нулю, управляющие импульсы снимаются с группы $U1$, которая формировала положительный полупериод выходного напряжения. Далее вступает в работу группа $U2$, которая формирует отрицательный полупериод. Время работы в инверторном режиме зависит от $\cos \varphi$ нагрузки. С увеличением угла сдвига фаз φ увеличивается та часть полупериода, в течение которого группа $U1$ или $U2$ работает в инверторном режиме.

Как и в реверсивном управляемом выпрямителе постоянного тока, возможна одновременная работа групп $U1$ и $U2$ в режиме совместного управления. В этом случае должно быть выдержано условие $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$, где α_1 — угол открывания тиристоры группы $U1$; α_2 — угол открывания тиристоры группы $U2$.

Хотя средние значения выходного напряжения двух групп равны, мгновенные значения напряжений различаются, что вызывает уравнительный ток. Для ограничения уравнительных токов служат уравнительные реакторы $TAV1$ и $TAV2$.

Возможно также работа в системе раздельного управления аналогично реверсивному выпрямителю постоянного тока.

Для питания трехфазного двигателя переменного тока на каждую фазу нужен один однофазный преобразователь. Схема разделительного трансформатора в большей степени влияет на параметры преобразователя. В простейшем случае трансформатор имеет одну вторичную трехфазную обмотку, от которой получают питание все шесть шестифазных мостов. Возможно выполнение схемы, при котором трансформатор имеет две вторичные трехфазные обмотки, от одной из которых производится питание трех мостов преобразователя, образующих «положительные» полуволны ($U1$) тока нагрузки, а от другой «отрицательные» ($U2$). Возможно выполнение схемы преобразователя с трансформатором, имеющим шесть вторичных трехфазных обмоток по числу мостов схемы. Такая схема обеспечивает лучшие показатели преобразователя в отношении уравнительных токов и форм кривой выходного напряжения. Усложнение конструкции трансформатора и увеличение примерно на 20% его типовой мощности компенсируются уменьшением установленной мощности ограничивающих реакторов. К положительным качествам низкочастотных преобразователей — циклоконверторов — следует отнести: хорошую форму кривой напряжения, простой обмен активной и реактивной энергией между источником и двигателем, а также регулирование частоты и напряжения в широких пределах, так как частота может подниматься почти до нуля. Мощность электропривода может быть очень большой (6000 кВт).

Недостатки циклоконверторов заключаются в ограниченном верхнем пределе выходной частоты, в пониженном $\cos \phi$, а также в возможности появления постоянной составляющей тока в том случае, когда сформированные положительные и отрицательные полупериоды не являются полностью идентичными. Кроме того, применение циклоконверторов может привести к искажению формы кривой напряжения питающей сети.

Если отношение частоты питания циклоконвертора к выходной частоте является целым числом, тиристоры не нагружаются равномерно.

1-37. ВЕНТИЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Под вентильными двигателями понимают электропривод с синхронным двигателем и инвертором, в котором управление инвертором осуществляется в функции угла поворота ротора двигателя.

Известны следующие две основные группы электроприводов с вентильным двигателем:

а) вентильный двигатель с преобразователем частоты со звеном постоянного тока;

б) вентильный двигатель с непосредственным преобразователем частоты.

Вентильные двигатели с преобразователем частоты со звеном постоянного тока. Рассмотренные в § 1-36 частично-управляемые электроприводы с асинхронными двигателями и с применением инверторов со звеном постоянного тока связаны с искусственной коммутацией тиристоры с помощью конденсаторов. Применение синхронного двигателя вместо асинхронного дает возможность осуществить так называемый вентильный двигатель, в котором управление инвертором осуществляется от двигателя, причем включение очередного тиристора инвертора осуществляется в функции угла поворота ротора двигателя, а выключение предыдущего тиристора осуществляется за счет опережающей э. д. с. синхронного двигателя. Инвертор может выполняться как инвертор напряжения и как инвертор тока. Вентильный двигатель с инвертором тока имеет некоторые преимущества по сравнению с инвертором напряжения. Наличие большого дросселя в звене постоянного тока дает возможность получить напряжение на зажимах двигателя независимо от формы напряжения в промежуточной цепи. Ток в течение процесса коммутации остается практически постоянным. Кроме того, инвертор тока дает возможность легко осуществить рекуперативное торможение при сохранении постоянства направления тока путем изменения полярности напряжения в промежуточной цепи.

Для повышения надежности вентильного двигателя и для достижения высоких частот вращения желательно осуществить бесщеточное возбуждение двигателя с применением в качестве возбудителя вращающейся против поля асинхронной машины, подающей на обмотку возбуждения двигателя выпрямленный ток через вращающиеся вместе с ротором синхронного двигателя диоды. Применение бесщеточного возбуждения двигателя дает возможность повысить верхний предел частоты вращения (до 4500—6000 об/мин). На схеме вентильного двигателя (рис. 1-171) изображен синхронный двигатель $M1$ с бесщеточным возбуждением. В качестве возбудителя применяется асинхронная машина ME с фазным ротором, которая через выпрямительный мост $U2$ подает ток в обмотку возбуждения двигателя $M1$. Поскольку ма

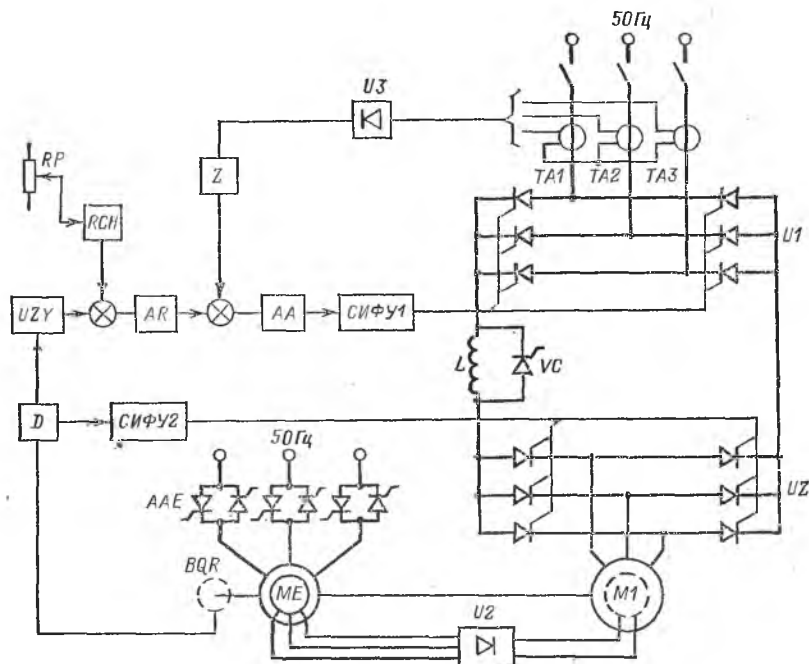


Рис. 1-171. Схема вентильного двигателя с инвертором тока и бесщеточным возбуждением синхронного двигателя.

шина *ME* находится на одном валу со статором синхронной машины *M1*, а выпрямительный мост *U2* вращается вместе с ротором машины *M1*, электрическая связь между обмотками ротора *ME* и обмоткой возбуждения *M1* может осуществляться без щеток и колец, например провода, идущие от ротора к выпрямительному мосту, могут располагаться в полном валу, механически сочленяющем машину *M1* и *ME*. Неподвижный статор машины *ME* получает питание от сети переменного тока через регулятор тока возбуждения *AAE*, представляющий собой три пары встречно-параллельно включенных тиристоров с фазовым управлением. Регулятор *AAE* может в свою очередь быть включенным в систему автоматического регулирования, изменяющую ток возбуждения по различным законам, например можно изменять ток возбуждения пропорционально току статора двигателя *M1*. Преобразователь частоты, от которого получает питание синхронный двигатель *M1*, состоит из сетевого преобразователя *U1*, сглаживающего дросселя *L* в промежуточном звене постоянного тока, преобразователя со стороны машины *UZ* и тиристора реактивного тока *VC*.

Сетевой преобразователь *U1* работает в режиме управляемого выпрямителя и подводит выпрямленное напряжение и потребляемую из сети активную мощность к промежуточной цепи постоянного тока.

Преобразователь со стороны машины работает как инвертор и создает противонапряжение постоянного тока. Возникающее на входе инвертора постоянное противонапряжение при постоянном возбуждении двигателя *M1* пропорционально частоте вращения *M1*. Сглаживающий дроссель *L* в промежуточной цепи постоянного тока воспринимает разность мгновенных значений напряжений, отдаваемых преобразователями со стороны сети и со стороны машины.

При генераторном торможении привода направление потока энергии изменяется воздействием на узлы регулирования преобразователей со стороны сети и со стороны машины. Преобразователь со стороны машины работает как выпрямитель, а сетевой преобразователь работает в режиме инвертора, ведомого сетью. Энергия, которая поступает от машины, подводится обратно в питающую сеть. Как отмечалось выше, направление постоянного тока при этом не изменяется, а изменяется полярность напряжения в промежуточной цепи. Для изменения направления вращения двигателя необходимо изменить порядок следования импульсов зажигания тиристоров преобразователя *UZ* таким образом, чтобы изменилось направление вращающегося поля.

Сочлененный с валом двигателя датчик положения полюсов *BQR* сигнализирует о положении полюсов двигателя и с помо-

стью логического устройства D выбирает, какие тиристоры преобразователя UZ должны быть включены системой импульсно-фазового управления $СИФУ2$, чтобы образовать вращающий момент в необходимом направлении. Следует отметить, что синхронный двигатель, работающий с тактовыми импульсами, зависимыми от положения ротора, идентичен якору машины постоянного тока с коллектором, и поэтому вентильный двигатель приобретает характеристику машины постоянного тока: устраняется присущая синхронной машине склонность к колебаниям и машина не опрокидывается при перегрузке. Это объясняется тем, что дальнейшее переключение вращающегося поля происходит только в том случае, если ротор передвинулся на определенный угол, в электрических градусах (при трехфазной мостовой схеме на 60°); асинхронный режим в этом случае невозможен. Машина только по своему устройству является синхронной машиной, а по принципу действия является машиной постоянного тока с электронным коллектором, в качестве которого служит инвертор UZ . Сигналы, получаемые от датчика положения полюсов ротора BQR , используются одновременно для восприятия действительного значения частоты вращения.

Для этой цели они преобразуются в цифро-аналоговом преобразователе UZY в аналоговую величину действительной частоты вращения. Остальная часть системы автоматического регулирования соответствует такой же системе для машин постоянного тока, получающей питание от статического преобразователя. Регулятор частоты вращения AR получает задание от задающего потенциометра RP через задатчик интенсивности RCH . Регулятору AR подчинен контур регулирования тока, который состоит из трансформаторов тока $TA1$, $TA2$, $TA3$ мостового выпрямителя $U3$, фильтра Z и регулятора тока AA . Выходной сигнал регулятора тока воздействует на систему импульсно-фазового управления $СИФУ1$, управляющую сетевым преобразователем $U1$ в функции тока.

При частоте вращения, близкой к нулю, и низких частотах вращения, когда синхронная машина не может генерировать достаточно большое напряжение, применяют перевод инвертора UZ в режим принудительной конденсаторной коммутации, что связано с усложнением силовой части UZ , или применяют периодический кратковременный перевод сетевого преобразователя $U1$ в режим инвертора, ведомого сетью. Ток в промежуточной цепи, а следовательно, и ток в преобразователе UZ становится равным нулю, и после паузы около 10 мс сетевой преобразователь $U1$ снова переводится в режим управляемого выпрямителя и зажигаются следующие тиристоры преобразователя UZ . Этот процесс происходит 6 раз в течение одного периода частоты машины до тех пор, пока напряжение машины не станет достаточно большим, чтобы

бы осуществлять коммутацию со стороны машины. Для уменьшения времени спада тока до нуля дроссель L в звене постоянного тока шунтируют тиристором VC , включаемым в момент начала спада тока. Датчик положения полюсов машины в большинстве случаев применяется фотоэлектронный. Вентильный двигатель в отличие от системы с машинами постоянного тока не имеет ограничений по частоте вращения и по мощности.

Вентильные двигатели с непосредственным преобразователем частоты. В электроприводах, не требующих достижения высоких частот вращения, возможно применение вентильных двигателей с преобразователями частоты с непосредственной связью.

Скелетная схема электропривода с вентильным двигателем с непосредственным преобразователем частоты изображена на рис. 1-172. Синхронный двигатель M получает питание от трехфазного непосредственного преобразователя частоты. Преобразователь получает питание от сети 50 Гц и состоит из шести трехфазных тиристорных мостов, включенных попарно по встречно-параллельной схеме $U1-U6$. Преобразователь $U1$ формирует положительный полупериод выходного тока, а преобразователь $U2$ — отрицательный полупериод выходного тока фазы A . Преобразователи работают с раздельным управлением, т. е. при формировании положительного полупериода выключен мост $U2$, а при формировании отрицательного полупериода мост $U1$. Мосты $U3$ и $U1$, $U5$ и $U6$ работают аналогично, формируя выходные напряжения фазы B и C . Частота выходного напряжения может изменяться от нуля до 16 Гц. Датчик положения полюсов системы BQ выполнен в виде вспомогательной асинхронной машины с фазным ротором с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов двигателя M . Статор датчика BQ получает питание от сети 50 Гц, с его ротора снимается напряжение, модулированное частотой вращения двигателя M . В блоке решающего устройства (БРУ) с помощью демодуляции получают трехфазный задающий сигнал, управляющий по фазно-трехфазным преобразователем с непосредственной связью, в функции тока. С помощью функциональных нелинейных преобразователей $ACV1$ и $ACV2$ устанавливается значение угла ϕ между вектором линейной нагрузки тока статора и положением полюсов ротора и тока возбуждения I_b в зависимости от заданной амплитуды статорного тока I_m , чтобы установка работала с $\cos \phi = 1$. Сигнал нелинейного преобразователя $ACV1$ вводится в БРУ, а сигнал $ACV2$ подводится к системе импульсно-фазового управления $СИФУ2$ преобразователя $U7$, питающего возбуждение двигателя. Выходной сигнал БРУ является задающим сигналом регулятора тока AA и подается на узел сравнения этого регулятора. На этот же узел сравнения подается сигнал обратной связи от датчика тока ста-

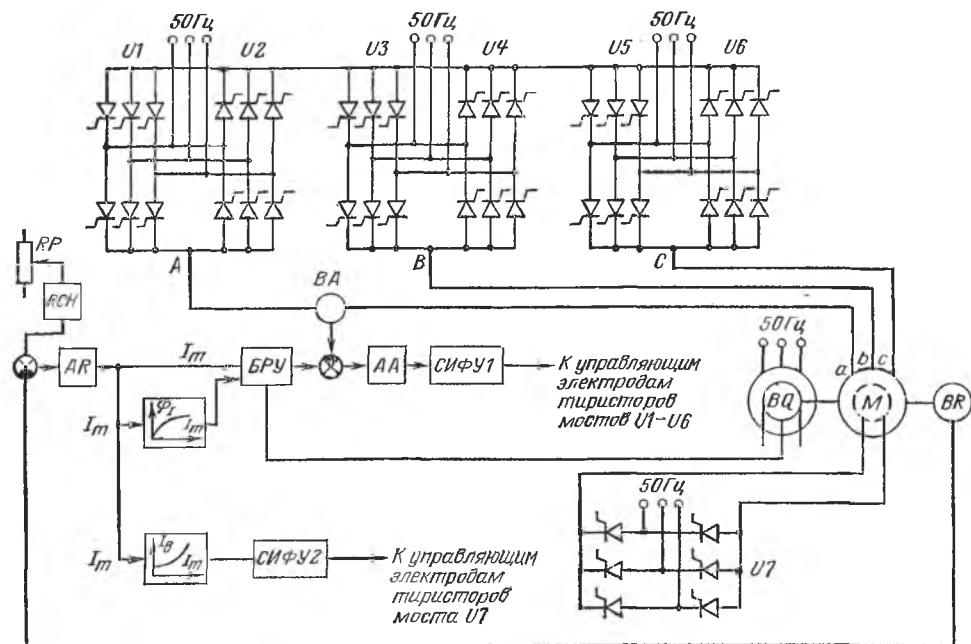


Рис. 1-172. Схема вентильного двигателя с непосредственным преобразователем частоты.

тора BA . Выход AA подается на систему импульсно-фазового управления $СИФУ1$ преобразователей $U1$ и $U2$. Подобным же образом управляются преобразователи $U3$, $U4$, $U5$ и $U6$.

В остальном структура схемы на рис. 1-172 соответствует структуре схемы на рис. 1-171, т. е. имеет место система подчиненного регулирования, где контур тока статора и его угловое положение, а также ток возбуждения двигателя подчиняются выходному сигналу I_m регулятора частоты вращения AR .

Потенциометр RP является задатчиком устанавливаемой частоты вращения, его выходное напряжение через регулятор интенсивности RCH подводится к узлу сравнения регулятора частоты вращения AR . Действительное значение частоты вращения подводится к узлу сравнения AR от тахогенератора BR .

Привод может работать в четырех квадрантах, осуществляя двигательный режим и режим рекуперативного торможения в обоих направлениях. Преимущества системы — естественная коммутация и полное устранение вопроса о необходимости работы вентильного двигателя при низких частотах вращения в режиме принудительной коммутации.

При достаточной мощности преобразователя можно достигнуть большого момента при нестационарных процессах, значительно превышающего момент в тиристорных электроприводах постоянного тока.

Для изменения направления вращения достаточно изменить порядок следования фаз в блоке счетно-решающего устройства $БРУ$.

1-38. ВЕНТИЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Вентильный каскад представляет собой привод с регулированием частоты вращения асинхронного двигателя с фазным ротором, у которого энергия скольжения через кольца ротора, выпрямитель и сглаживающий дроссель возвращается обратно в сеть с помощью инвертора, ведомого сетью. Обычно вентильный каскад применяется в электроприводах, у которых пределы регулирования частоты вращения не превышают 1,5—2.

Скелетная схема вентильного каскада изображена на рис. 1-173.

Статор асинхронного двигателя с фазным ротором получает питание от сети 50 Гц через силовой выключатель $Q1$. В цепь ротора двигателя включены пусковые сопротивления $R1—R6$, которые во время разгона включаются контактами контактора $KM3$ и по мере разгона двигателя шунтируются контактами контакторов $KM2$ и $KM1$; управление контакторами осуществляется станцией управления $СУ$. После разгона двигателя до частоты вращения, при которой возможна работа вентильного каскада, двигатель переключается на работу в каскаде с помощью контактов контактора $KM4$; контакты контакторов $KM2$ и

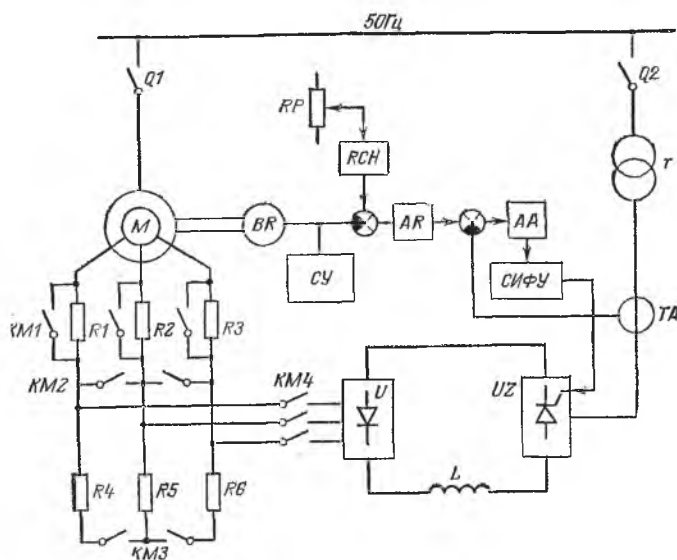


Рис. 1-173. Схема вентильного каскада.

КМ3 при этом размыкаются. Ток ротора выпрямляется диодным мостом U и после сглаживания дросселем L подводится к инвертору UZ , который связан с сетью через трансформатор T и силовой выключатель $Q2$.

Структура системы автоматического регулирования относится к системам с подчиненным регулированием. Сигнал от задающего потенциометра RP через задатчик интенсивности RCH и сигнал действительного значения частоты вращения от тахогенератора BR подводится на узел сравнения регулятора частоты вращения AR . Регулятору частоты вращения подчинен регулятор тока AA ; действительное значение тока инвертора выдает трансформатор тока TA . Выход регулятора тока воздействует на систему импульсно-фазового управления (СИФУ), управляющую током инвертора UZ . Вентильные каскады часто применяют для регулирования электроприводов с вентилляторной нагрузкой (вентилаторы, турбокомпрессоры, центробежные насосы). Выпрямитель и инвертор должны быть рассчитаны на максимальный ток ротора, который возникает при частотах вращения, близких к полной частоте вращения, и в то же время должны быть рассчитаны на максимальное напряжение ротора при малых частотах вращения. При широком диапазоне частот вращения это вызывает увеличение мощности, на которую должны быть рассчитаны выпрямитель и инвертор, кроме того, при малых частотах вращения и вентилляторной нагрузке ток ротора становится настолько малым, что это вызывает ненадежную работу контактных колец и щеток ротора. Некоторые фирмы применяют в этом слу-

чае дополнительную подпитку контакта щетки — кольцо от обмоток низкого напряжения трансформаторов. Для устранения этих недостатков институтом ВНИИ-Электропривод разработана усовершенствованная схема вентильного каскада с применением силового автотрансформатора в цепи статора, изображенная на рис. 1-174. Асинхронный двигатель с фазным ротором M получает питание от сети 6 кВ через выключатель $Q1$ и силовой автотрансформатор $T1$, который может переключаться под нагрузкой. В цепь ротора двигателя M включен диодный выпрямитель по мостовой схеме $U1$. Выпрямленный ток ротора сглаживается дросселем L и подается на вход двух инверторов, ведомых сетью $UZ1$ и $UZ2$, которые через трансформаторы $T2$ и $T3$ и выключатель $Q2$ рекуперируют энергию скольжения двигателя в сеть. Система автоматического регулирования относится к системам подчиненного регулирования.

Задающее напряжение через задатчик интенсивности RCH подается на узел сравнения регулятора частоты вращения AR , к которому, кроме того, подводится напряжение от тахогенератора переменного тока BR через выпрямитель $U2$ и фильтр $Z1$.

Выходной сигнал регулятора AR подается на узел сравнения регулятора тока AA . Действительное значение тока снимается с шунта BA включенного в цепь выпрямленного тока ротора. Выход регулятора тока AA подводится к системам импульсно-фазового управления СИФУ1 и СИФУ2 инверторов $UZ1$ и $UZ2$. Трансформаторы $T2$ и $T3$ выбраны таким образом, что напряжение, подводимое к инвертору $UZ1$, сдвинуто по фазе по отношению

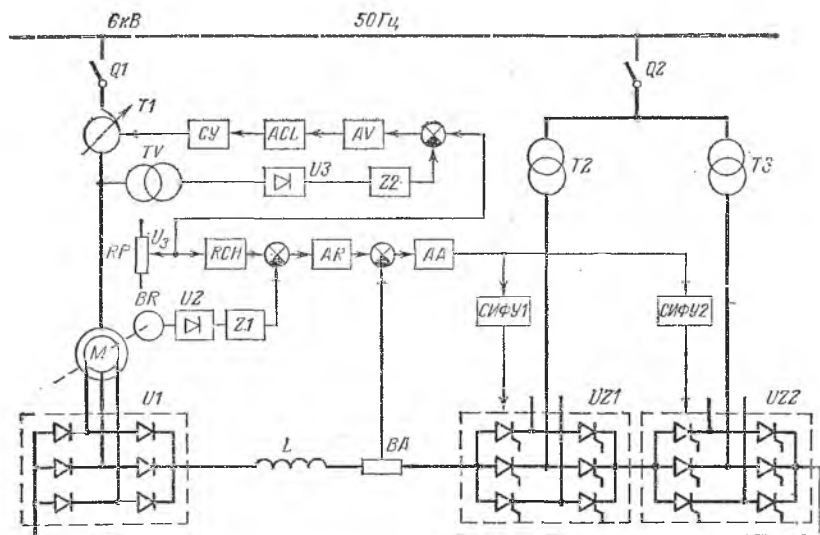


Рис. 1-174. Схема вентильного каскада с расширенными пределами регулирования частоты вращения.

к напряжению, подводимому к инвертору U_{Z2} , на угол 30° . В этом случае возникает двенадцатифазная система инвертирования, которая улучшает форму тока, рекуперирует в сеть, и уменьшает искажение напряжения питающей сети.

Кроме регулирования тока с помощью фазового управления инверторами U_{Z1} и U_{Z2} имеется вторая система автоматического регулирования напряжения, подводимого к статору двигателя M . Задающее напряжение от потенциометра RP подводится к узлу сравнения регулятора напряжения AV . К этому узлу сравнения подводится напряжение от трансформатора напряжения TV через выпрямитель U_3 и фильтр Z_2 . Выход регулятора напряжения AV подводится через функциональный элемент ACL , создающий зону нечувствительности, к станции управления CU , переключ-

чающей под нагрузкой выходное напряжение автотрансформатора $T1$.

Применение автотрансформатора $T1$ создает некоторые преимущества, которые заключаются в повышении тока ротора в приводах с вентиляторной нагрузкой при малых частотах вращения, что дает возможность расширить пределы регулирования частоты вращения до $1:10$ при ограниченной мощности выпрямителей и инверторов в цепи ротора. Кроме того, снижается потребление реактивной мощности из сети. Появляется возможность производить запуск двигателя M без пусковых сопротивлений. К недостаткам вентильного каскада следует отнести отсутствие рекуперативного торможения для быстрого останова электропривода вместе с компрессором. При необходимости торможения возможно использовать динамическое торможение с питани-

Таблица 1-34

Соотношения между мощностью, передаваемой через воздушный зазор, механической мощностью и мощностью скольжения

Мощность, передаваемая через воздушный зазор	Механическая мощность	Мощность скольжения	Момент сопротивления
$P_{\delta, n}$	$(1-s) P_{\delta, n}$	$s P_{\delta, n}$	const
$(1-s) P_{\delta, n}$	$(1-s)^2 P_{\delta, n}$	$(1-s) s P_{\delta, n}$	Линейный
$(1-s)^2 P_{\delta, n}$	$(1-s)^3 P_{\delta, n}$	$(1-s)^2 s P_{\delta, n}$	Изменяемый квадратично

В таблице: $P_{\delta, n}$ — мощность, передаваемая через воздушный зазор, при номинальной мощности на валу; s — скольжение, равное f_2/f_1 (f_2 — частота ротора; f_1 — частота статора).

ем обмоток статора двигателя M постоянным током от отдельного выпрямителя и с фазовым регулированием инверторов U_{Z1} и U_{Z2} .

Передаваемая через воздушный зазор в ротор активная мощность $P\delta$ может быть разложена на механическую мощность, передаваемую на вал двигателя, и на электрическую мощность (так называемую мощность скольжения). Пренебрегая потерями в стали и меди статора, можно пользоваться соотношениями (при различных законах изменения момента в зависимости от скольжения S), приведенными в табл. 1-34.

При проектировании вентильных каскадов следует обратить внимание на возможность возникновения колебаний момента из-за того, что ток ротора имеет несинусоидальную форму кривой. Если эти колебания совпадают с собственной частотой колебания механической системы ротора двигателя и приводимых их механических масс, то появляются резонансные явления, предъявляющие недопустимые требования к валу двигателя и редуктору. Система автоматического регулирования должна исключать работу на частотах вращения, при которых наступает резонанс.

1-39. ДВИГАТЕЛИ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

В § 1-38 были рассмотрены вентильные каскады, в которых регулирование производилось вниз относительно синхронной частоты вращения. Для двухзонного регулирования асинхронного двигателя с фазным ротором необходимо связать ротор асинхронного двигателя с непосредственным преобразователем частоты, который был рассмотрен в § 1-36. Непосредственный преобразователь частоты (НПЧ) дает возможность производить двунаправленную передачу энергии, т. е. дает возможность не только передавать энергию скольжения двигателя в сеть, но и преобразовывать энергию сети в энергию возбуждения ротора двигателя и осуществлять этим работу со сверхсинхронной скоростью. Такое включение преобразователя имеет известные энергетические преимущества:

а) для механизмов, не требующих широких пределов регулирования частоты вращения, установленная мощность НПЧ, пропорциональная скольжению, оказывается значительно меньшей, чем при применении обычного частотного регулирования;

б) соответствующим изменением значения и фазы напряжения на кольцах ротора обеспечивается регулирование реактивной мощности статорной цепи, т. е. возможно достижение высокого коэффициента мощности;

в) коммутация тиристоров НПЧ естественная, что повышает надежность преобразователя.

Система двигателей двойного питания состоит: из асинхронного двигателя с фаз-

ным ротором с тремя или шестью контактными кольцами; для питания ротора двигателя; системы автоматического регулирования, состоящей из датчиков, регуляторов, счетно-решающих устройств, и системы импульсно-фазового управления.

У систем с машиной двойного питания возможны два режима работы — синхронный и асинхронный. В первом режиме для регулирования частоты вращения используется независимый задачник частоты напряжения в цепи ротора (в установленном режиме частота вращения зависит только от частоты питающей сети и частоты напряжения, подводимого к ротору). Значение напряжения на кольцах ротора определяет реактивную мощность машины. Во втором режиме частота вращения, подводимого к кольцам ротора, является функцией частоты сети и частоты вращения ротора, т. е. система замкнута по частоте вращения. Угловая частота вращения ротора машины зависит от момента на валу и может с помощью системы автоматического регулирования поддерживаться с тем или иным статизмом. Такой режим машины двойного питания имеет несколько лучшие динамические характеристики.

Для машины двойного питания, работающей в асинхронном режиме, при соответствующих коэффициентах регулирования момент на валу и реактивная мощность могут с достаточной степенью точности определяться выражениями

$$\left. \begin{aligned} M &\approx \frac{\alpha_0 + \alpha_1 s}{x} U; \\ Q &= -\frac{U^2}{x} + \frac{U\beta_0}{x}, \end{aligned} \right\} \quad (1-188)$$

где s — скольжение; U — напряжение статора; x — реактивное сопротивление статорной обмотки; α_0 , α_1 , β_0 — коэффициенты регулирования; β_0 — для регулирования реактивной мощности; α_0 — частоты вращения; α_1 — жесткости H характеристики $M(s)$:

$$H = \frac{\partial M}{\partial s} = \alpha_1 \frac{U}{x}. \quad (1-189)$$

Из (1-188) следует, что при регулировании частоты вращения ($\alpha_0 = \text{var}$; $s = \text{var}$) реактивная мощность не меняется, а изменение β_0 не влияет на изменение s . На рис. 1-175 дана скелетная схема регулируемого электропривода по системе двигателя двойного питания. Асинхронный двигатель с фазным ротором M получает питание от сети 50 Гц через выключатель $Q1$. Ротор двигателя выполнен с шестью контактными кольцами, причем начало и конец каждой из трех обмоток ротора выведен на два кольца. Непосредственный преобразователь частоты выполнен в виде трех реверсивных преобразователей по встречно-параллельной схеме с раздельным управлением, причем каждый из преобразователей выполнен с однофазным выходом, питающим отдельную обмотку ротора, например преобразователь

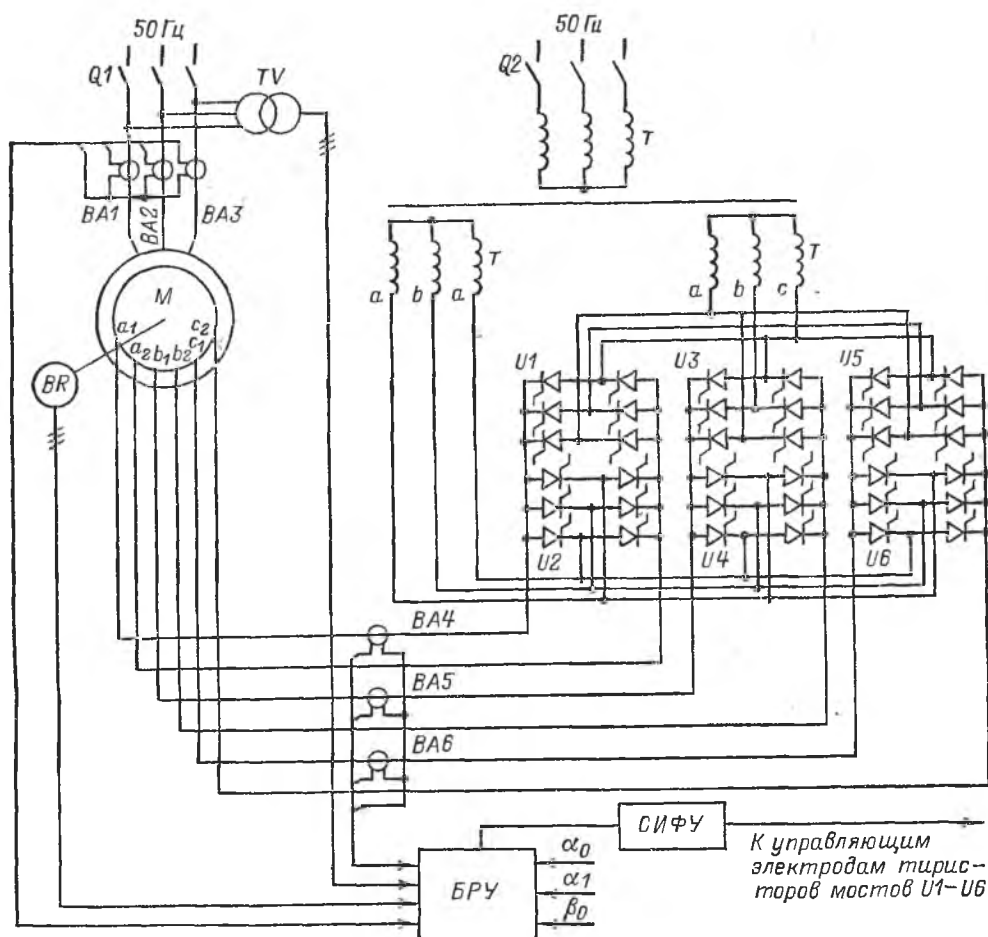


Рис. 1-175. Схема электропривода с двигателем двойного питания.

$U1-U2$ питает обмотку ротора a_1-a_2 . Изолированная нагрузка каждого преобразователя дает возможность обходиться одним силовым трехфазным трехобмоточным трансформатором. Каждый из трех встречно-параллельных реверсивных преобразователей работает с раздельным управлением, применение совместного управления нежелательно из-за необходимости вводить уравнивающие реакторы, которые увеличивают внутреннее сопротивление преобразователей. В блок решающего устройства БРУ вводятся следующие величины: ток статора от датчиков тока BA1, BA2 и BA3, ток ротора от датчиков BA4, BA5 и BA6, напряжение статора от трансформатора напряжения TV и частота вращения двигателя от датчика BR. Датчик BR выполнен как тахогенератор переменного тока и при равенстве числа пар полюсов BR и M частота его напряжения равна $f_1(1-s)$. Вычитанием из частоты сети частоты датчика можно получить частоту ротора f_2 и скольжение $s=f_2/f_1$. В блоке решающего устройства путем применения

различных решающих устройств получают действительные значения частоты статора, ротора, момента, реактивной мощности и жесткости. Эти величины сравниваются с исходными значениями α_0 , α_1 и β_0 . Выход блока БРУ подается на вход системы импульсно-фазового управления СИФУ, которая управляет преобразователем частоты. Пуск двигателя M осуществляется аналогично пуску в вентильных каскадах.

Двигателю двойного питания присущи следующие положительные качества: а) двухзонное регулирование частоты вращения уменьшает вдвое установленную мощность преобразователя частоты; б) номинальная мощность двигателя при синхронной частоте вращения меньше, чем при максимальной частоте вращения; в) система с двигателем двойного питания имеет высокие промышленные показатели — к. п. д. и $\cos \varphi$.

К недостатку системы с двигателем двойного питания следует отнести ограниченные пределы регулирования частоты вращения, которые не превышают 1,85:1.

Ж. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ С ПРИМЕНЕНИЕМ УНИФИЦИРОВАННЫХ СИСТЕМ РЕГУЛЯТОРОВ

1-40. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ

Развитие теории и практики систем регулирования электропривода, а также электроники привели к созданию аналоговых систем регуляторов, обеспечивающих высокое быстродействие и точность работы электроприводов. В основе аналоговой системы регуляторов находится операционный усилитель. Операционный усилитель — это усилитель постоянного тока с очень большими коэффициентами усиления по напряжению и входным сопротивлением и малым выходным сопротивлением. Применение операционного усилителя в качестве регулятора определяется возможностью реализации с высокой точностью желаемых передаточных функций и арифметических действий с входными сигналами, а именно: суммирования, умножения и деления сигналов, а также возможности выполнения различных функциональных устройств. При использовании операционного усилителя в качестве регулятора на его входе происходит сравнение сигналов задания и фактического значения регулируемой величины в виде сигналов тока, пропорциональных входным напряжениям регулятора $U_1, U_2, \dots, U_n$.

Зависимость между входным и выходным напряжениями для структурной схемы аналогового регулятора на рис. 1-176 имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \sum_{i=1}^n \frac{Z_i}{Z_{0,i}} U_i \times \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{Z_i}{Z_{\text{ВХ}}} + \sum_{i=1}^n \frac{Z_i}{Z_{0,i}} \right)}, \quad (1-190)$$

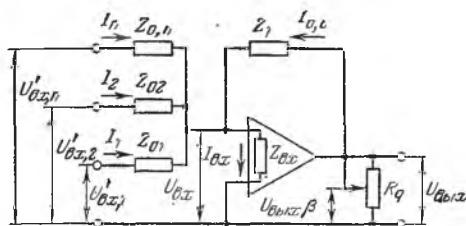


Рис. 1-176. Структурная схема аналогового регулятора на базе операционного усилителя.

где n — количество входов регулятора; U_i — напряжение на i -м входе регулятора; $Z_{\text{ВХ}}$ — комплексное входное сопротивление операционного усилителя; k — комплексный коэффициент усиления операционного усилителя; Z_1 — комплексное сопротивление в цепи обратной связи операционного усилителя; $Z_{0,i}$ — комплексное сопротивление на i -м входе регулятора.

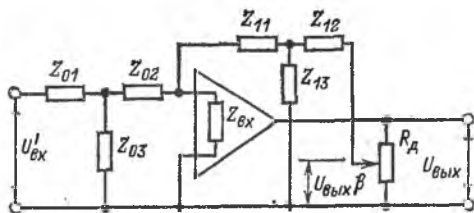


Рис. 1-177. Регулятор с Т-образными звеньями на входе и в цепи обратной связи.

Влиянием выходного сопротивления операционного усилителя можно пренебречь.

В практических расчетах часто полагают, что $|k| \approx \infty$, тогда (1-190) существенно упрощается

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx - \sum_{i=1}^n \frac{Z_i}{Z_{0,i}} U_i. \quad (1-191)$$

В зависимости от характера сопротивлений $Z_{0,i}$ и Z_1 с помощью операционного усилителя могут быть реализованы различные регуляторы.

Нередко входные цепи и цепь обратной связи содержат Т-образные звенья и структурная схема регулятора может быть представлена в более общем виде, как на рис. 1-177. Передаточная функция такого регулятора

$$H_p(p) = \frac{-U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U'_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{Z_{11} + Z_{12} + \frac{Z_{11} Z_{12}}{Z_{13}}}{Z_{01} + Z_{02} + \frac{Z_{01} Z_{02}}{Z_{03}}} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left[1 + \frac{Z_{12}}{Z_{13}} + \left(Z_{11} + Z_{12} + \frac{Z_{11} Z_{12}}{Z_{13}} \right) \times \left(\frac{1}{Z_{\text{ВХ}}} + \frac{1 + \frac{Z_{01}}{Z_{03}}}{Z_{01} + Z_{02} + \frac{Z_{01} Z_{02}}{Z_{03}}} \right) \right]} \quad (1-192)$$

Для плавного изменения коэффициента пропорционального усиления и постоянных времени регулятора применяются включение цепи обратной связи через делитель (рис. 1-177). Ток отрицательной обратной связи уменьшается, вследствие чего ослабевает действие, уменьшающее коэффициент усиления. При питании цепи обратной свя-

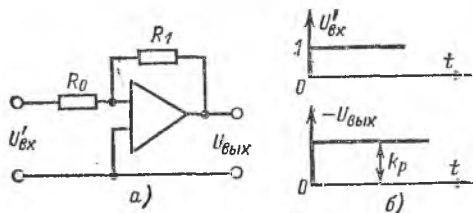


Рис. 1-178. П-регулятор.

зи частью β выходного напряжения ($0,1 \leq \beta \leq 1$) передаточная функция соответствующего регулятора умножается на множитель $1/\beta$. Все формулы, в том числе и (1-192), выведены в предположении, что $\beta=1$. Полное сопротивление делителя должно быть много меньше активного сопротивления в цепи обратной связи.

Рассмотрим основные схемы регуляторов.

Пропорциональный регулятор (П-регулятор) (рис. 1-178) реализуется в случае, когда Z_0 и Z_1 являются омическими сопротивлениями. Передаточная функция такого регулятора имеет вид:

$$H_p(p) = \frac{Z_1}{Z_0} = \frac{R_1}{R_0} = k_p.$$

С учетом корректирующего множителя, полученного из (1-191), передаточная функция имеет вид:

$$H_p(p) = k_p \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left[1 + k_p \left(1 + \frac{R_0}{Z_{нх}} \right) \right]}.$$

Во избежание насыщения регулятора допустимое изменение входного напряжения должно удовлетворять условию:

$$|\Delta U'_{вх}| = \left| \frac{U_{вых, max} - U_{вых, 0}}{k_p} \right|, \quad (1-193)$$

где $U_{вых, 0}$ — выходное напряжение до изменения входного напряжения; $U_{вых, max}$ — максимально возможное выходное напряжение усилителя.

Интегральный регулятор (И-регулятор) (рис. 1-179). Заменяв в цепи обратной связи резистор R_1 конденсатором C_1 , получим интегральный регулятор

$$Z_0 = R_0; \quad Z_1 = \frac{1}{pC};$$

$$H_p(p) = \frac{Z_1}{Z_0} = \frac{1}{pR_0 C_1} = \frac{1}{pT_1},$$

где T_1 — постоянная интегрирования.

При уточнении передаточной функции по (1-191) получим:

$$H_p(p) = \frac{k}{\left(1 + \frac{R_0}{Z_{нх}} \right) \left(1 + pT_1 \frac{1+k}{1 + \frac{R_0}{Z_{нх}}} \right)}.$$

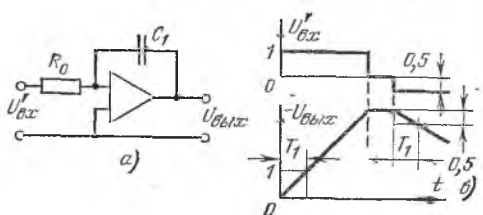


Рис. 1-179. И-регулятор.

Эта функция соответствует инерционному звену первого порядка с большим коэффициентом пропорционального усиления. В управляемой области регулятор является интегральным. Если скачкообразный входной сигнал поддерживается длительно, то через регулятор пойдет до насыщения и

$$t \geq \left| \frac{U_{вых, max} - U_{вых, 0}}{U'_{вх, ск}} T_1 \right|$$

станет неуправляемым.

Пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор) (рис. 1-180). Если в цепи обратной связи оставить и резистор R_1 и конденсатор C_1 , то переходная характеристика схемы должна быть суммарной из двух вышеописанных характеристик

$$Z_0 = R_0; \quad Z_1 = R_1 + \frac{1}{pC_1};$$

$$H_p(p) = \frac{Z_1}{Z_0} = \left(\frac{R_1}{R_0} + \frac{1}{pR_0 C_1} \right) = k_p + \frac{1}{pT_1}.$$

Передаточную функцию регулятора можно записать и в другой форме

$$H_p(p) = \frac{1 + pR_1 C_1}{pR_0 C_1} = \frac{1 + pT_{нз}}{pT_1} = k_p \frac{1 + pT_{нз}}{pT_{нз}},$$

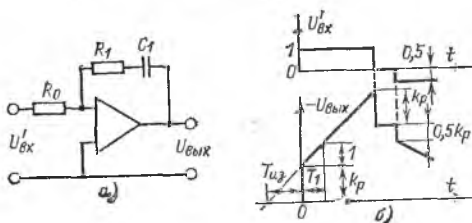


Рис. 1-180. ПИ-регулятор.

$$\text{где } T_{из} = k_p T_I = \frac{R_1}{R_0} R_0 C_1 = R_1 C_1 -$$

постоянная времени изодрома.

Из рассмотрения передаточных функций регулятора можно сделать вывод, что при скачке входного сигнала выходной сигнал

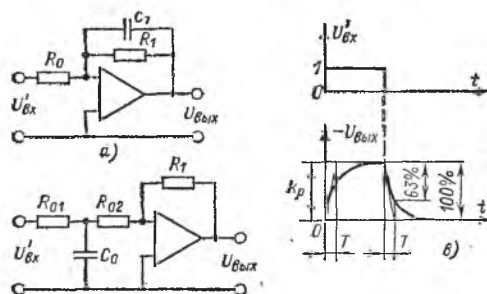


Рис. 1-181. Аperiодическое звено первого порядка.

также скачком возрастает до величины, в k_p раз большей, а затем линейно изменяется, интегрируя во времени входной сигнал. Если перед скачком на выходе имелось некоторое напряжение $U_{вых, 0}$, то на выходе допустим скачок $U_{вх, ск}$, определяемый (1-193). Насыщение регулятора наступает при

$$t \geq \left| \frac{U_{вых, max} - U_{вых, 0} - k_p U'_{вх, ск}}{U'_{вх, ск}} T_1 \right|.$$

Аperiодическое звено первого порядка (рис. 1-181, а). Если параллельно конденсатору И-регулятора включить активное сопротивление, то реализуется аperiодическое звено первого порядка с пропорциональным коэффициентом k_p

$$H_p(p) = \frac{R_1}{R_0} \frac{1}{1 + p R_1 C_1} = k_p \frac{1}{1 + p T},$$

где T — постоянная времени аperiодического звена первого порядка. При $|U'_{вх}| k_p > |U_{вых, max} - U_{вых, 0}|$ звено входит в режим насыщения.

Аналогичную передаточную функцию можно получить по схеме рис. 1-181, б

$$H_p(p) = \frac{R_1}{R_{01} + R_{02}} \frac{1}{1 + p \frac{R_{01} R_{02}}{R_{01} + R_{02}} C_0} = k_p \frac{1}{1 + p T}.$$

Когда в цепи обратной связи усилителя включено комплексное сопротивление Z_1 ,

передаточная функция регулятора будет иметь вид:

$$H_p(p) = \frac{Z_1}{R_{01} + R_{02}} \frac{1}{1 + p T}.$$

Например, если в цепи обратной связи будет включен конденсатор ($Z_1 = \frac{1}{C_1 p}$), передаточная функция регулятора будет:

$$H_p(p) = \frac{1}{(p T + 1)(R_{01} + R_{02}) C_1 p}.$$

Измерения входного и выходного напряжения показано на рис. 1-181, в.

Пропорционально - дифференциальный регулятор (ПД-регулятор) (рис. 1-182, а) объединяет в себе свойства пропорционального и дифференциального регуляторов; в стационарном режиме работает как пропорциональный усилитель входного сигнала, но при изменении напряжения на входе регулятора к его выходному напряжению добавляется еще напряжение, соответствующее скорости изменения входного сигнала (чем больше изменение, тем больше выходное напряжение). Передаточная функция регулятора рассчитывается по (1-192) при $|k| \gg 1$

$$H_p(p) = \frac{R_1 + R_2}{R_0} \left(1 + p \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2 \right) \times \frac{1}{1 + p \frac{R_1 R_2}{R_0 k} \left(1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{Z_{вх}} \right)}. \quad (1-194)$$

Поскольку множитель

$$i^* = \frac{R_1 R_2}{R_0 k} \left(i + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{Z_{вх}} \right) = \frac{k_p}{k} \left(1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{Z_{вх}} \right) T_{уп}$$

является паразитной постоянной времени, передаточная функция ПД-регулятора примет вид:

$$H_p(p) = \frac{R_1 + R_2}{R_0} \left(1 + p \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2 \right) = k_p (1 + T_{уп} p).$$

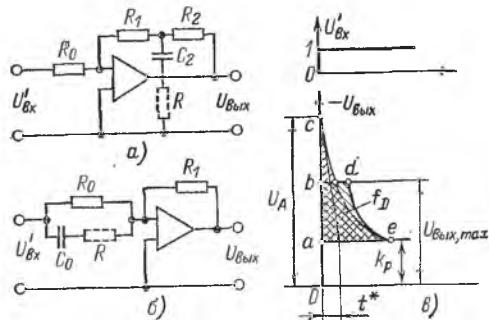


Рис. 1-182. ПД-регулятор.

Из (1-194) можно заключить, что в момент скачка входного сигнала $U'_{вх,ск}$ выходное напряжение изменяется на

$$-\Delta U_{вх} |_{t \rightarrow 0} = U'_{вх,ск} \times \frac{k}{1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{R_{вх}}} = U_A, \quad (1-195)$$

а в установившемся режиме, т. е. по истечении длительного времени после изменения входного сигнала, выходное напряжение достигнет величины

$$-\Delta U_{вх} |_{t \rightarrow \infty} = U'_{вх,ск} \times \frac{k_p}{1 + \frac{1}{|k|} \left[1 + k_p \left(1 + \frac{R_0}{R_{вх}} \right) \right]} \approx U'_{вх,ск} k_p.$$

В промежуточные моменты времени, т. е. между состояниями при $t \rightarrow 0$ и $t \rightarrow \infty$, схема ведет себя как инерционное звено первого порядка с постоянной времени t^* . При скачкообразном изменении входного сигнала площадь графика переходного процесса выходного напряжения (площадь упреждения) определяется формулой

$$f_D = U'_{вх,ск} T_{уп} k_p.$$

Если не учитывать факт ограничения выходного напряжения операционного усилителя, что справедливо при самых малых изменениях входного напряжения, то площадь f_D ограничена линией *асе* (рис. 1-182, в). Однако из рассмотрения (1-195) можно заключить, что даже малые значения $U'_{вх,ск}$ приводят к насыщению регулятора. В этом случае емкость C_2 в поперечной ветви цепи обратной связи заряжается не от пикового значения U_A , а от меньшего напряжения $U_{вх, макс}$. Следовательно, зарядка этой емкости из-за пониженного напряжения происходит медленнее, ток обратной связи $I_{о,с}$ на входе усилителя будет меньшим и усилитель будет находиться в насыщенном состоянии более длительное время. В результате этого площадь упреждения f_D (она будет ограничена линией *abde*) и в этом случае останется неизменной, следовательно, и в этом случае регулирующее воздействие не будет искажено вследствие насыщения регулятора. В этом преимущество данной схемы ПД-регулятора перед схемой с конденсатором во входной цепи (рис. 1-182, б). Площадь упреждения начнет уменьшаться лишь тогда, когда разница между $U_{вх, макс}$ и $U'_{вх,ск} k_p$ становится малой.

В ПД-регуляторе в целях демпфирования собственных колебаний усилителя возможно включение в поперечную ветвь (рис. 1-182, а) или во входную цепь (рис. 1-182, б) резистора R .

Пропорционально - интегрально - дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор) (рис. 1-183, в). Изложенные выше све-

дения о ПИ и ПД-регуляторах позволяют сконструировать цепь обратной связи так, чтобы получить регулирование по ПИД-закону. Передаточная функция ПИД-регулятора имеет вид:

$$H_p(p) = \frac{-U_{вх}(p)}{U'_{вх}(p)} = \frac{(1 + pR_1C_1)(1 + pR_2C_2) + pR_2C_1}{pR_0C_1}.$$

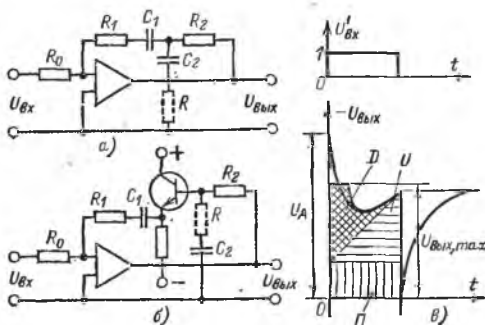


Рис. 1-183. ПИД-регулятор.

Произведение R_2C_1 вносит искажение в закон регулирования. Для улучшения свойств ПИД-регулятора это произведение надо сделать по возможности меньшим, т. е. необходимо, чтобы $R_1C_1 + R_2C_2 \gg R_2C_1$, при условии $R_1 \gg R_2$. Можно вывести окончательный вариант передаточной функции

$$H_p(p) = \frac{[1 + p(R_1 + R_2)C_1] \times}{pR_0C_1} \times \left(1 + p \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} C_2 \right) = \frac{(1 + pT_{из})(1 + pT_{уп})}{T_1 p}, \quad (1-196)$$

где $T_1 = R_0C_1$ — постоянная интегрирования; $T_{из} = (R_1 + R_2)C_1$ — время изодрома; $T_{уп} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} C_2$ — время упреждения (постоянная дифференцирования).

Из (1-196) следует, что

$$H_p(p) = \frac{1}{pT_1} + \frac{T_{из} + T_{уп}}{T_1} + p \frac{T_{из}T_{уп}}{T_1},$$

т. е. в передаточную функцию регулятора входят И, П и Д-составляющие. Так как эти составляющие суммируются, то можно складывать и соответствующие составляющие для переходной функции. В отношении Д-составляющей здесь справедливы сообра-

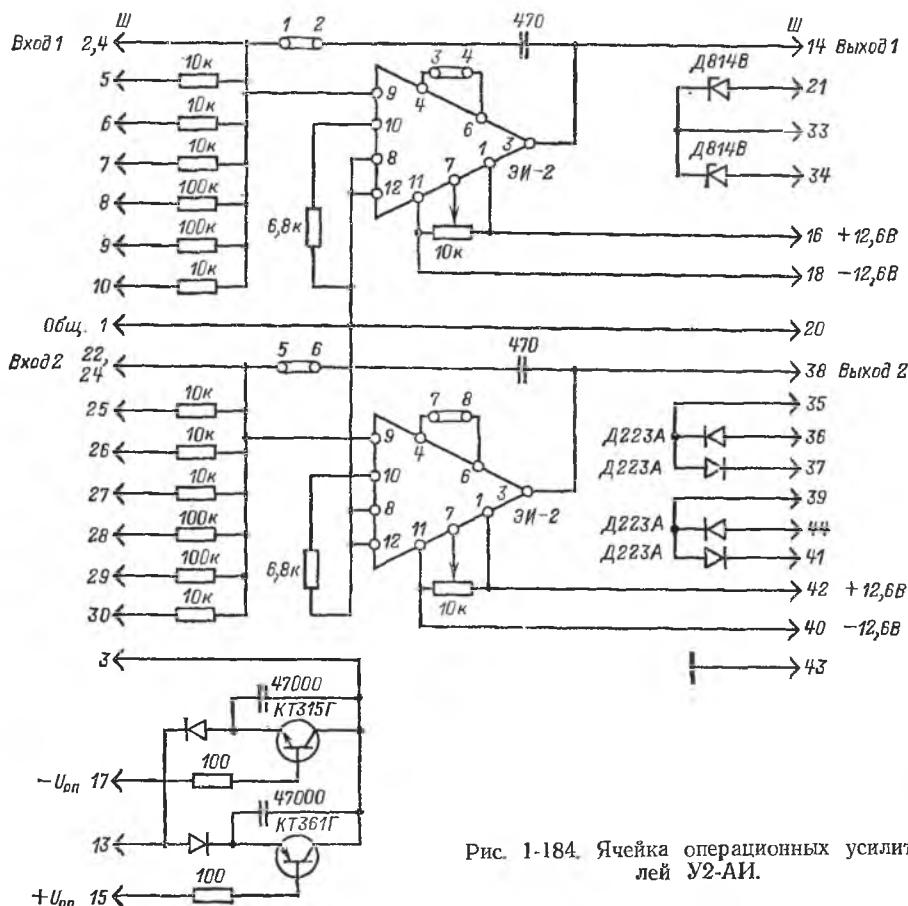


Рис. 1-184. Ячейка операционных усилителей У2-АИ.

жения, которые были изложены при рассмотрении ПД-регулятора.

Возможен вариант ПИД-регулятора с разделительным усилителем в цепи обратной связи регулятора (рис. 1-183, б). Такое включение применяется, когда невозможно удовлетворить неравенство $R_1 \gg R_2$. Выходное напряжение регулятора поступает на эмиттер транзистора и далее в цепь обратной связи с запаздыванием согласно передаточной функции

$$H_p(p) = \frac{1}{1 + pR_2C_2} = \frac{1}{1 + T_{уп}p}.$$

Здесь это напряжение дифференцируется на емкости C_1 и образует ток обратной связи, протекающий по резистору R_1 . Вследствие преобразования сопротивлений время изотропа $T_{из} \approx R_1C_1$, а коэффициент пропорционального усиления $k_p \approx R_1/R_2$. Передаточная функция такого ПИД-регулятора с «активной обратной связью» имеет вид:

$$H_p(p) = \frac{R_1}{R_0} \frac{(1 + pR_1C_1)(1 + pR_2C_2)}{pR_1C_1} = k_p \frac{(1 + pT_{из})(1 + pT_{уп})}{pT_{из}}.$$

В целях демпфирования собственных колебаний усилителя возможно включение в поперечную ветвь резистора R .

Помимо рассмотренных регуляторов в практике электропривода находят применение и другие более сложные регуляторы.

Краткая характеристика аналоговых систем регуляторов, выпускаемых электропромышленностью. Электропромышленностью создано несколько аналоговых систем регуляторов. Первая из них была создана в ВНИИЭлектроприводом в 1960-х годах (система УБСР), которая нашла широкое применение в системах автоматизированного электропривода. Основными элементами аналоговых регуляторов этой серии являлись операционные усилители с модуляцией и демодуляцией сигнала. В качестве примера можно указать операционный усилитель УПТ-2. Его краткие характеристики: коэффициент усиления $k = 600 \div 1000$, входное сопротивление 100 кОм, сопротивление нагрузки 4,8 кОм, полоса пропускания 30 Гц, высокочастотная пульсация выходного напряжения 1%.

НИИХЭМЗ разработана аналоговая система регуляторов, где используются операционные усилители с непосредственным

усилением постоянного напряжения. Этот тип операционных усилителей проще по конструкции, обладает малой инерционностью и не имеет собственных пульсаций на выходе, но имеет повышенный температурный дрейф. Примером такого усилителя может быть усилитель ЯФХ-0001. Его краткие характеристики: коэффициент усиления $k = 5000$, входное сопротивление 10 кОм , сопротивление нагрузки $1,5\text{ кОм}$.

Развитие микроэлектроники в последние годы создало предпосылки для широкого внедрения интегральных микросхем в системы управления электроприводом. Институтом ВНИИЭлектродривод и НИИХМЗ разработана серия аналоговых элементов УБСР—АИ с широким применением интегральных микросхем. В эту серию входят следующие элементы: операционный усилитель, задатчик интенсивности, ячейка связи к усилителям, фазочувствительный выпрямитель, датчики тока и напряжения, нуль-индикатор, ячейки нелинейных преобразователей, выделения модуля, умножения-деления, бесконтактных ключей, а также источники питания для аналоговых элементов, ячейки задания скорости, интегралопроиняющее устройство и т. п. В этой серии используются интегральные операционные усилители. На рис. 1-184 приведена принципиальная схема ячейки операционных усилителей У2-АИ, входящих в состав УБСР—АИ разработки ВНИИЭлектродривод, выполненная на базе интегральных операционных усилителей К1УТ402А. Различные типы таких усилителей имеют следующие характеристики: коэффициент усиления $k = (40-200)10^3$, полоса пропускания в режиме с единичной обратной связью и элементами коррекции 5—100 кГц, входное сопротивление $100-500\text{ кОм}$, сопротивление нагрузки 2 кОм . Чтобы добиться минимального дрейфа нуля, их выполняют симметричными по входу и при использовании в режиме регулятора второй вход (неинвертирующий) соединяют с нулевой шиной. На частотах входного сигнала, близких к нулю, напряжения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ находятся в противофазе. С возрастанием частоты сдвиг фаз между входным и выходным напряжением возрастает, и при некоторой частоте полный сдвиг фаз становится 360° , и отрицательная при нулевой частоте обратная связь становится положительной, усилитель самовозбуждается. Для устранения самовозбуждения интегральные усилители снабжаются дополнительными корректирующими RC-цепочками. Эти цепи вместе с самой интегральной микросхемой операционного усилителя конструктивно размещаются в субблоке ЭИ-2 (рис. 1-185), который входит в состав ячейки У2-АИ.

На базе серии УБСР—АИ электропромышленностью создана большая номенклатура комплектов электроприводов. Институтом ВНИПИ «Тяжпромэлектропроект» совместно с ВНИИЭлектродривод разработана унифицированная блочная система дискретных регуляторов на интегральных элементах (УБСР—ДИ). На базе систем

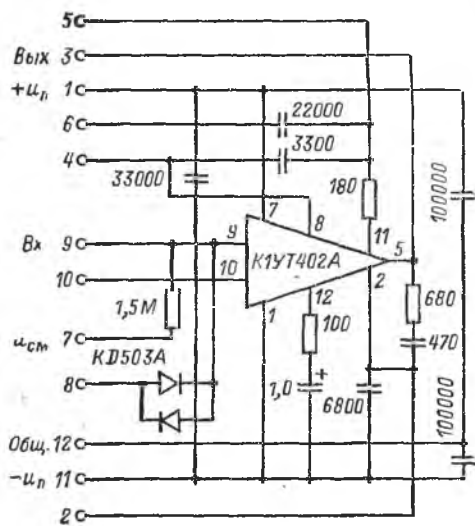


Рис. 1-185. Элемент интегральный ЭИ-2 (интегральный операционный усилитель с цепями коррекции).

УБСР—ДИ и УБСР—АИ представляется возможным реализовать цифровые системы регулирования скорости, положения и прочие цифровые системы автоматики. В данном параграфе рассмотрены только цифровые системы регулирования частоты вращения.

1-41. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Системы подчиненного регулирования сочетают в себе достоинства методов последовательной коррекции с возможностью ограничения координат движения, осуществляемых с помощью каскадного включения регуляторов так, что выходное напряжение предыдущего регулятора является заданием для последующего регулятора. Под координатами движения здесь понимают выходные значения звеньев системы регулирования, изменяющиеся во времени, например $n, I, U_{рн}, U_{рс}$ и т. д.

Ограничение или формирование по определенному закону выходного напряжения предыдущего регулятора вызывает ограничение или изменение по определенному закону координаты, регулируемой последующим регулятором. Таким образом, необходимое ограничение нескольких координат движения достигается с помощью многоконтурной системы регулирования. Число последовательно включенных регуляторов при подчиненном регулировании равно числу регулируемых координат движения.

Структурная схема трехконтурной системы подчиненного регулирования представлена на рис. 1-186. Каждый контур системы регулирования имеет регулятор и объект

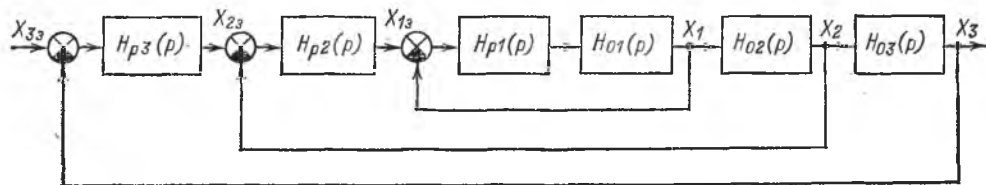


Рис. 1-186. Структурная схема трехконтурной системы подчиненного регулирования.

регулирования. Объект регулирования включает в себя выходное звено данного контура, т. е. собственно объект, и замкнутый контур регулирования, внутренний по отношению к данному контуру. Регулирование производится путем последовательной оптимизации контуров, начиная с внутреннего.

На вход каждого регулятора подаются сигналы заданного и действительного значений регулируемого параметра, причем предыдущий регулятор вырабатывает сигнал задания для последующего регулятора. Способ подчиненного регулирования позволяет легко вводить ограничения параметров, а также относительно просто осуществлять расчет и реализацию систем.

В качестве регуляторов, обеспечивающих реализацию необходимых корректирующих звеньев, применяют аналоговые операционные усилители.

Анализ структур схем объектов управления показывает, что они имеют вид цепочек последовательно соединенных звеньев. Наиболее распространенными видами звеньев являются инерционные, интегрирующие и пропорциональные.

Регулятор любого контура представляет собой в большинстве случаев последовательное корректирующее звено. Передаточная функция регулятора определяется структурой и параметрами соответствующего звена объекта регулирования, а также критерием оптимизации этого контура.

1-42. МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ КОНТУРОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Каждый внутренний контур регулирования подлежит оптимизации, т. е. такому выбору параметров регулятора, при котором удовлетворяется заданное качество регулирования. Под заданным качеством регулирования понимается переходный процесс при ступенчатом входном сигнале, характеризующийся определенным перерегулированием и быстродействием.

Наибольшее распространение получили два критерия оптимизации: модульный и симметричный оптимумы.

Модульный оптимум. Методику выбора и настройки регулятора рассмотрим сначала на примере простейшего случая (рис. 1-187), когда объект регулирования контура содержит два инерционных звена: $k_1/(T_0 p + 1)$ и $k_2/(T_\mu p + 1)$, причем $T_0 \gg T_\mu$. Малая постоянная времени T_μ характеризует уро-

вень помехоустойчивости системы регулирования.

Рассматриваемый контур требуется построить так, чтобы входной ступенчатый сигнал обрабатывался без ошибок с максимально допустимым быстродействием, причем перерегулирование выходной величины не превышало 8%.

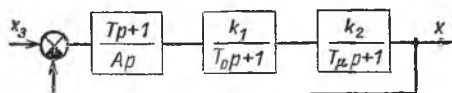


Рис. 1-187. Структурная схема контура с одним интегральным звеном.

Для астатического регулирования в рассматриваемом контуре должно быть хотя бы одно интегральное звено, которое может принадлежать объекту или контурному регулятору. Для обеспечения быстродействия необходимо скомпенсировать большую постоянную времени объекта T_0 .

В этом случае контурный регулятор выбирается с передаточной функцией $(Tp + 1)/Ap$, причем $T = T_0$.

Передаточная функция замкнутого контура регулирования при этом имеет вид:

$$H_3 = \frac{1}{T_\mu B p^2 + B p + 1},$$

$$\text{где } B = \frac{A}{k_1 k_2}.$$

Величина B в дальнейшем именуется эквивалентной постоянной интегрирования контурного регулятора.

Контур представляет собой систему второго порядка, важнейшей характеристикой которой является коэффициент относительного демпфирования

$$\xi = \beta/2\sqrt{\alpha},$$

где β — коэффициент при p ; α — коэффициент при p^2 .

$$\text{При } \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad B = 2T_\mu = B_0,$$

где B_0 — оптимальная эквивалентная постоянная интегрирования.

При этом оптимизированная передаточная функция контура

$$H_0 = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1}.$$

Переходный процесс характеризуется перерегулированием 4,3% и временем первого достижения установившегося значения, равным $4,7 T_{\mu}$.

В рассмотренном примере объект регулирования содержит одну большую постоянную времени. В общем случае объект регулирования может быть более сложен, т. е. содержать несколько инерционностей, формирующие, интегрирующие и другие звенья. Их компенсация осуществляется соответственно более сложным регулятором. Принцип компенсации состоит в том, что каждому звену объекта регулирования должно соответствовать звено с обратной передаточной функцией в составе регулятора.

На практике часто в прямом канале регулирования имеется несколько малых некомпенсируемых постоянных времени, которые могут быть как действительными, так и комплексно-сопряженными, что соответствует наличию колебательных звеньев второго порядка. В этом случае оптимальная эквивалентная постоянная интегрирования равна удвоенной сумме этих малых постоянных

времени, т. е. $B_0 = 2 \sum_{i=1}^k T_{\mu i}$.

Передаточная функция в этом случае с достаточной для практических расчетов точностью может быть описана уравнением второго порядка

$$H \approx \frac{1}{2 \sum_{i=1}^k T_{\mu i}^2 p^2 + 2 \sum_{i=1}^k T_{\mu i} p + 1}.$$

Далее рассмотрим наиболее сложный случай, когда малые инерционности и упрощения имеются в канале прямой и обратной связи (рис. 1-188). Большая постоянная времени считается скомпенсированной. Критерием выбора $B_0 = 1/k_1 k_2 k_3$ будет условие равенства нулю первых трех производных от модуля передаточной функции по угловой частоте при стремлении ее к нулю. При этом

$$B_0 = \left(\sum_{3i=1}^m T_{3i} + \sum_{4i=1}^q T_{4i} - \sum_{1i=1}^k T_{1i} - \sum_{2i=1}^r T_{2i} \right) + \sqrt{\left(\sum_{3i=1}^m T_{3i} + \sum_{4i=1}^q T_{4i} - \sum_{1i=1}^k T_{1i} - \sum_{2i=1}^r T_{2i} \right)^2 + \sum_{4i=1}^q T_{4i}^2 - \sum_{2i=1}^r T_{2i}^2}.$$

Физический смысл этого критерия состоит в том, что чем больше число произ-

водных при $\omega=0$ равны нулю, тем на большем диапазоне частот амплитудно-частотная характеристика будет приближаться к горизонтальной линии и тем более быстродействующей будет система регулирования.

В рассматриваемой системе определяется один параметр — коэффициент усиления регулятора, поэтому для его определе-

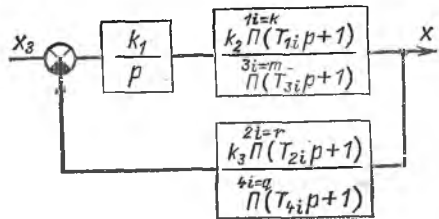


Рис. 1-188. Обобщенная структурная схема контура с одним интегральным звеном, где

Π — символ произведения, $m > k$, $q > r$.

ния достаточно условия равенства нулю только второй производной. Все нечетные производные равны нулю при любом значении B .

Когда система регулирования содержит не один параметр, а несколько, то для расчета настройки регулятора используется условие равенства нулю четных производных более высокого порядка в соответствии с числом определяемых параметров. Этот критерий оптимизации получил название модульного оптимума. Следует отметить, что рассмотренные расчеты более простых структур можно получить из общей формулировки в виде частных случаев.

Аппроксимированное значение оптимальной передаточной функции замкнутой системы рис. 1-188 имеет вид:

$$H_2(p) = \frac{1/k_3}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1},$$

где

$$T_{\mu} = \frac{B_0 + \sum_{2i=1}^k T_{2i} - \sum_{4i=1}^q T_{4i}}{2}$$

— эквивалентная малая постоянная времени разомкнутого контура регулирования. При этом коэффициент относительного демпфирования

$$\xi = \frac{2T_{\mu}}{2\sqrt{2T_{\mu}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707.$$

Для выбора регулятора последующего контура этот уже оптимизированный контур с достаточной для практических расчетов точностью аппроксимируется как инерционное звено с постоянной времени, рав-

ной удвоенной эквивалентной малой постоянной времени оптимизированного контура $(1/k_3)/(2T_{\mu}p+1)$, и рассматривается как составная часть объекта. Настройка параметров регулятора рассматривается аналогично по модульному оптимуму, изложенному выше.

В качестве примера настройки по модульному оптимуму рассмотрим многоконтурную систему, где собственный объект регулирования i -го контура (за исключением $i=1$) не содержит малых (нескомпенсированных) постоянных времени. В этом случае соотношение между эквивалентными малыми постоянными времени последующего и предыдущего контуров равно 2, т. е.

$$T_{\mu 2}/T_{\mu 1} = T_{\mu 3}/T_{\mu 2} = \dots = T_{\mu i}/T_{\mu (i-1)} = 2.$$

Оптимизированная передаточная функция i -го контура

$$H_i = \frac{1/k_i}{2 \frac{i(i+1)}{T_{\mu 1}^{i+1} p^{i+1} + 2 \frac{(i-1)i}{T_{\mu 1}^i p^i + \dots + 2i T_{\mu 1} p + 1}}$$

На рис. 1-189 приведены кривые реакции систем второго — пятого порядка на единичный ступенчатый сигнал, оптимизированных указанным образом. Кривые построены в функции относительного времени $t/2T_{\mu 1}$ ($2^i T_{\mu 1} = \delta$).

Из рассмотрения кривых следует, что характер некоторых процессов мало меняется с увеличением числа контуров. Поэтому допустимо определять характер переходного процесса системы с большим числом контуров по усеченному уравнению третьего порядка, а в большинстве практических случаев и второго порядка. Усеченное уравнение получается при отбрасывании членов порядка соответственно выше третьего или второго. Погрешность, получаемую при этом, можно оценить, сопоставляя фактическую кривую переходного процесса с кривой 2 или 1.

Рассмотренный выше критерий оптимизации, известный под названием «модульный оптимум», в иностранной практике как «Betragt-optimum», получил широкое распространение благодаря простоте расчета и реализации при хорошем качестве регулирования.

Симметричный оптимум. Другой типовой критерий оптимизации распространяется на контуры, содержащие два интегральных звена (рис. 1-190) или одно интегральное и одно инерционное звено в объекте регулирования при достаточно большой постоянной времени $T_0 \gg 4T_{\mu}$. Обычно одно интегральное звено вводится в состав регулятора, а второе принадлежит объекту регулирования. В этом случае для получения устойчивой системы в регуляторе

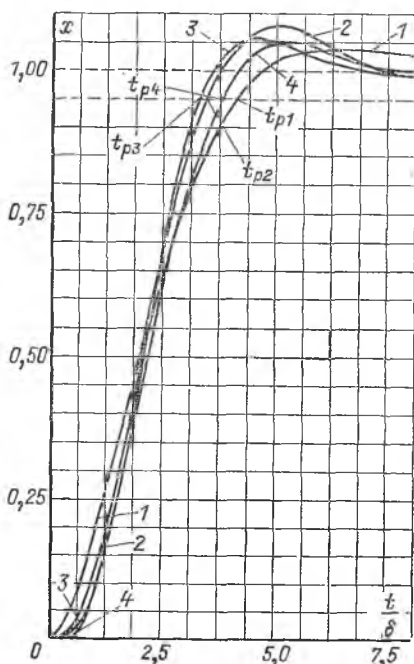


Рис. 1-189. Кривые реакции системы подчиненного регулирования на скачок управляющего воздействия.

1 — реакция контура второго порядка; 2 — реакция контура третьего порядка; 3 — реакция контура четвертого порядка; 4 — реакция контура пятого порядка; $t_{p1}=4,16$; $t_{p2}=3,566$; $t_{p3}=3,46$; $t_{p4}=3,86$, где $\delta=2^i T_{\mu, i}$

ре должно быть дифференцирующее звено. Такая структура часто используется для получения астатических характеристик по возмущению x_{32} (рис. 1-190) или для других специальных случаев, например для уменьшения влияния колебаний сетевого напряжения на колебания тока в системе подчиненного регулирования.

Передаточная функция замкнутой системы будет равна:

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{Tp + 1}{Bp^2 \prod_{i=k} (T_i p + 1) + Tp + 1}$$

Рассмотрим передаточную функцию вида

$$H_{\text{зам}}^*(p) = \frac{1}{Bp^2 \prod_{i=k} (T_i p + 1) + Tp + 1}$$

Эти передаточные функции характеризуются одинаковым затуханием переходного процесса. Определим это затухание из условия модульного оптимума, т. е. величины B и T должны выбираться так, чтобы первые четыре производные от модуля

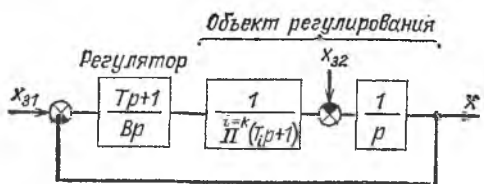


Рис. 1-190. Структурная схема контура с двумя интегральными звеньями.

передаточной функции $H_{\text{зам}}^*$ по угловой частоте были равны нулю при стремлении последней к нулю.

Из этих условий следует: $B = 8 \left(\sum_{i=k}^{i=k} T_i \right)^2$ и $T = 4 \sum_{i=k}^{i=k} T_i$.

Введем обозначения $\sum_{i=k}^{i=k} T_i = T_\mu$. Тогда оптимизированная передаточная функция имеет вид:

$$H_{\text{зам,оп}}(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1}$$

Такая настройка регулятора известна под названием «симметричный оптимум», так как при этом фазовые и амплитудные характеристики разомкнутого контура симметричны относительно частоты среза (рис. 1-191).

Переходный процесс характеризуется перерегулированием 43% и временем первого достижения установившегося значения $3,1 T_\mu$.

Следует отметить, если малые инерционности $\sum_{i=1}^{i=l} T_{i,0}$ содержатся также и в ка-

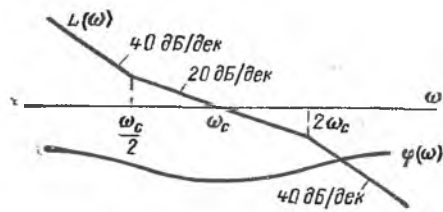


Рис. 1-191. ЛАЧХ оптимизированного по симметричному критерию контура.

нале обратной связи, то их можно просуммировать с малыми инерционностями прямого канала регулирования. В этом случае с точностью, достаточной для практических расчетов,

$$T_\mu = \sum_{i=k}^{i=k} T_i + \sum_{i=l}^{i=l} T_{i,0}$$

При оптимизации последующего контура системы регулирования на входе внутреннего контура, настроенного по симмет-

ричному оптимуму, устанавливается фильтр с постоянной времени $4T_\mu$, т. е. инерционное звено $1/(4T_\mu p + 1)$.

При этом передаточная функция этого контура с фильтром имеет вид:

$$H_4(p) = \frac{1}{8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1}$$

При оптимизации последующего контура системы регулирования передаточная функция $H_4(p)$ аппроксимируется как инерционное звено $1/(4T_\mu p + 1)$.

В этом параграфе изложены два наиболее простых распространенных критерия оптимизации. Применяются и другие настройки регуляторов. Некоторые из них рассматриваются в следующих параграфах.

1-43. ОДНОКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ В СИСТЕМЕ ВЕНТИЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Система регулирования с пропорциональным регулятором скорости электропривода (частоты вращения электродвигателя) получила наиболее широкое распространение в промышленности и применяется для электроприводов, допускающих по технологическим требованиям астатическую характеристику по входному воздействию и статическую по возмущающему. К таким приводам относятся, в частности, разнообразные механизмы прокатного производства, например летучие ножницы, главные приводы, нажимные устройства чистовой и черновой клетей, намоточные устройства.

Структурная схема системы регулирования с пропорциональным регулятором частоты вращения приведена на рис. 1-192.

Система регулирования состоит из двух контуров: внутреннего (контура тока) и внешнего (контура частоты вращения). В качестве регуляторов и датчиков используются операционные усилители. Регулятор тока выбирается интегрально-пропорциональным, дифференцирующая часть которого компенсирует электромагнитную постоянную времени объекта регулирования, а интегрирующая часть обеспечивает заданное качество процессов регулирования. Регулятор частоты вращения выбирается пропорциональным. Ограничение тока якорной цепи достигается путем ограничения выходной величины регулятора частоты вращения, являющейся заданием на ток.

Анализ выполняется при следующих предположках: ток якорной цепи является непрерывным и внешняя характеристика преобразователя не имеет изломов при малых токах, не учитывается поток реакции якоря; фильтры датчиков тока и частоты вращения выбираются из условия ограни-

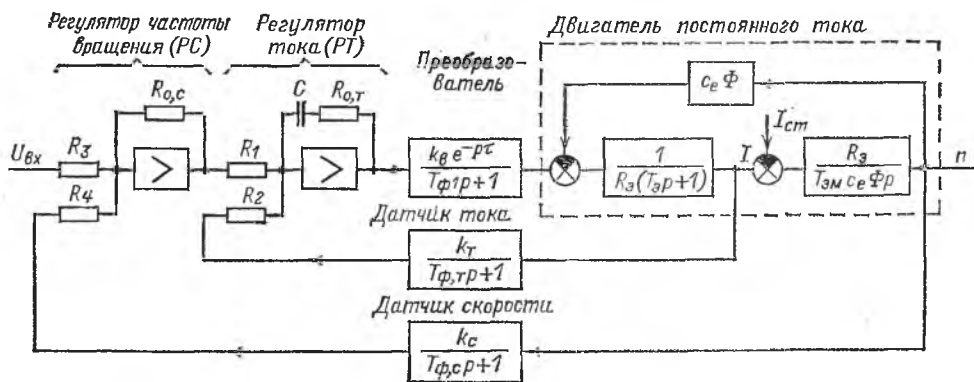


Рис. 1-192. Структурная схема двухконтурной системы регулирования с пропорциональным регулятором частоты вращения.

чения пульсаций выходного напряжения до уровня, при котором система фазового управления преобразователя работает без сбоев; пульсации якорного тока и частоты вращения находятся в допустимых пределах, и аналоговые усилители работают без заметного снижения коэффициента усиления. Рассматриваются такие соотношения между параметрами токового контура, при которых влияние э. д. с. двигателя существенно не сказывается на динамике процессов.

Оценка соответствующих параметров будет дана ниже.

Настройка параметров регулятора тока производится по формулам

$$CR_{0,т} = T_э; \quad (1-197)$$

$$CR_э = B_т \frac{k_в k_т}{R_э}, \quad (1-198)$$

где $B_т$ — эквивалентная постоянная интегрирования токового контура; $T_э$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи.

С учетом того, что в рассматриваемой полосе пропускания частот звено чистого запаздывания может быть аппроксимировано аperiодическим звеном $1/(1+\tau p)$, величина $B_{0,т}$ при настройке контура тока по модульному оптимуму определяется (см. § 1-41):

$$B_{0,т} = T_{р,т} + T_{ф1} + T_{ф,т} + \tau + \sqrt{(T_{р,т} + T_{ф1} + T_{ф,т} + \tau)^2 + T_{ф,т}^2}. \quad (1-199)$$

Эквивалентная малая постоянная времени контура тока равна:

$$T_{\mu,т} = \frac{B_{0,т} - T_{ф,т}}{2}.$$

В упрощенном варианте расчета, которым часто пользуются на практике, под $T_{\mu,т}$ понимается сумма малых постоянных

времени в прямом и обратном каналах контура тока. При этом

$$B_{0,т} = 2T_{\mu,т}.$$

Когда сумма малых постоянных времени фильтров удовлетворяет условию

$$\frac{1}{m f_c} (T_{р,т} + T_{ф1} + T_{ф,т}) < 2,$$

чистое запаздывание преобразователя τ в выражениях для $B_{0,т}$ и $T_{\mu,т}$ не учитывается, т. е. систему сеточного управления и преобразователь представляют как безынерционное пропорциональное звено. При этом неуправляемость вентили во время его проводимости компенсируется при отпирании следующего вентили, так как ошибка регулирования непрерывно интегрируется регулятором тока. Здесь m — число фаз выпрямителя тока, f_c — частота питающей сети.

Необходимо отметить, что в связи с внедрением систем регулирования с раздельным управлением реверсивных преобразователей, а также с применением новой элементной базы — интегральных операционных усилителей — имеют место и другие структуры токового контура и регулятора тока. Эти специальные схемы рассмотрены в других параграфах.

Из опытных данных, полученных при наладке систем подчиненного регулирования, изготовленных на заводах электропромышленности до 1978 г., малая постоянная токового контура 5—8 мс.

Передаточная функция токового контура при настройке по модульному оптимуму равна:

$$H_T(p) = \frac{\frac{R_э}{R_1} \frac{1}{k_t}}{2T_{\mu,т}^2 p^2 + 2T_{\mu,т} p + 1}. \quad (1-200)$$

В этом случае реакция контура тока на скачок входного сигнала характеризуется перерегулированием примерно 4,3% и

временем нарастания выходной величины до первого установившегося значения $4,7T_{\mu, \tau}$.

При коэффициентах усиления, меньших, чем при настройке по модульному оптимуму, передаточная функция токового контура имеет вид:

$$H_T(p) = \frac{I(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{\frac{R_1}{R_2} \frac{1}{k_T}}{4\xi_T^2 T_{\mu, \tau}^2 p^2 + 4\xi_T T_{\mu, \tau} p + 1} \quad (1-201)$$

$$\text{Здесь } \xi_T = \frac{B_T - T_{\Phi, \tau}}{2 \sqrt{B_T (T_{\Phi, \tau} + T_{p, \tau}) + T_{\Phi, \tau}^2}}.$$

Отметим, что настройке контура тока по модульному оптимуму соответствует коэффициент демпфирования $\xi_T = \sqrt{2}/2$.

При практической реализации токового контура коэффициент усиления регулятора тока обычно загроуляют, что соответствует $\xi_T > \sqrt{2}/2$. В этом случае передаточную функцию токового контура можно представить инерционным звеном.

$$H_T(p) = \frac{\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{k_T}}{B_T p + 1}.$$

В общем случае контур частоты вращения описывается уравнением высокого порядка.

Однако при коэффициентах усиления регулятора частоты вращения меньших, чем при настройке по модульному оптимуму, для практических целей можно пользоваться приближением второго порядка. Передаточная функция замкнутого контура частоты вращения записывается в виде

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{n}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{1}{B_c T_{\mu, c} p^2 + B_c p + 1},$$

где B_c — эквивалентная постоянная интегрирования контура частоты вращения:

$$B_c = \frac{R_4}{R_{0, c}} \frac{R_1}{R_2} \frac{k_T}{k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_9}; \quad (1-202)$$

n — частота вращения, об/мин; Φ — магнитный поток одного полюса двигателя, Вб; c_e — электрическая постоянная двигателя; $c_e = \frac{1}{60} \frac{pN}{a} = 0,105 c_M$; c_M — механи-

ческая постоянная двигателя; $c_M = \frac{1}{2\pi} \frac{pN}{a}$;

p — число пар главных полюсов; N — число проводников на якоре; a — число пар параллельных ветвей якоря; $T_{\text{эм}}$ — электро-

механическая постоянная времени привода; $T_{\mu, c}$ — эквивалентная малая постоянная времени контура частоты вращения:

$$T_{\mu, c} = T_{p, c} + 2T_{\mu, \tau} + T_{\Phi, c}. \quad (1-203)$$

Затухание переходного процесса в контуре частоты вращения характеризуется коэффициентом демпфирования

$$\xi_c = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{B_c}{T_{\mu, c}}}. \quad (1-204)$$

Настройке контура частоты вращения по модульному оптимуму соответствуют следующие значения:

$$\xi_c = \frac{\sqrt{2}}{2};$$

$$B_c = 2T_{\mu, c};$$

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{n}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \frac{1}{2T_{\mu, c}^2 p^2 + 2T_{\mu, c} p + 1}.$$

Передаточные функции замкнутой системы регулирования для $\xi_c \geq \sqrt{2}/2$ равны:

$$H_1(p) = \frac{n(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \frac{1}{4\xi_c^2 T_{\mu, c}^2 p^2 + 4\xi_c T_{\mu, c} p + 1}; \quad (1-205)$$

$$H_2(p) = \frac{I(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_4 T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_9 k_c R_9} \times \frac{1}{4\xi_c^2 T_{\mu, c}^2 p^2 + 4\xi_c T_{\mu, c} p + 1}; \quad (1-206)$$

$$H_3(p) = \frac{I(p)}{I_{\text{ст}}(p)} = \frac{1}{4\xi_c^2 T_{\mu, c}^2 p^2 + 4\xi_c T_{\mu, c} p + 1}. \quad (1-207)$$

В формулах $T_{\Phi, c}$ — постоянная времени фильтра в цепи обратной связи контура частоты вращения; $I_{\text{ст}}$ — ток статической нагрузки; Δn — динамическая просадка частоты вращения при приложении статической нагрузки (момента сопротивления);

$$H_4(p) = \frac{\Delta n(p)}{I_{\text{ст}}(p)} = \frac{R_9}{T_{\text{эм}} c_e \Phi} \times \frac{4\xi_c^2 T_{\mu, c} (1 + T_{\mu, c} p)}{4\xi_c^2 T_{\mu, c}^2 p^2 + 4\xi_c T_{\mu, c} p + 1}. \quad (1-208)$$

Изображения и оригиналы выражений тока и частоты вращения для системы второго порядка при подаче на вход контура частоты вращения ступенчатого и линейного входного сигналов, а также при

приложении момента сопротивления приведены в [1-3, с. 284; 1-19, с. 25]. Соответствующие им переходные характеристики показаны на рис. 1-193 — 1-196.

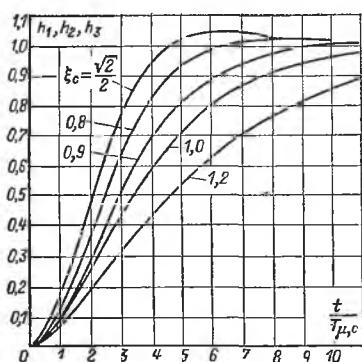


Рис. 1-193. Переходные характеристики

$$h_1 = \frac{n(t)}{U_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k_c}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const};$$

$$h_2 = \frac{I(t)}{\alpha \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_3}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \alpha t;$$

$$h_3 = \frac{I(t)}{I_{\text{ст}}} \text{ при } I_{\text{ст}} = \text{const.}$$

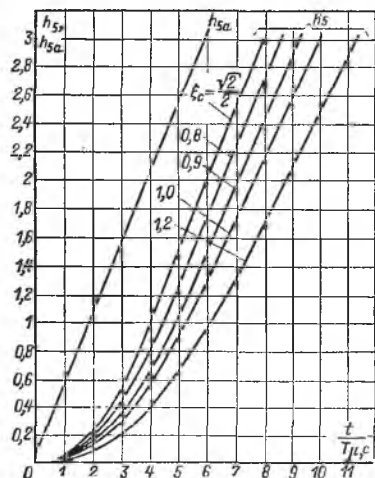


Рис. 1-194. Переходные характеристики

$$h_5 = \frac{n(t)}{\alpha \frac{R_4}{R_2} \frac{1}{k_c} 2T_{\mu, c}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \alpha t;$$

$h_{5a} = \frac{1}{2T_{\mu, c}}$ — приведенное значение входного сигнала.

11*

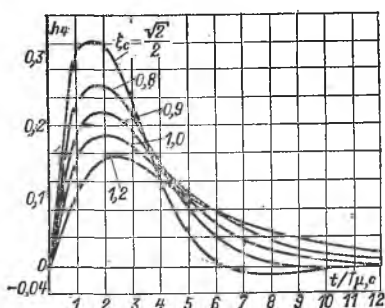


Рис. 1-195. Переходная характеристика

$$h_4 = \frac{I(t) R_3 k_c R_3 T_{\mu, c}}{U_{\text{вх}} R_4 T_{\text{эм}} c_e \Phi} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const.}$$

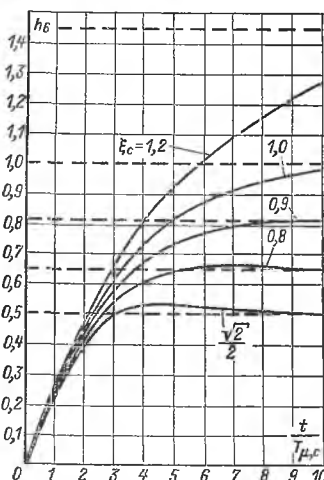


Рис. 1-196. Переходная характеристика

$$h_6 = \frac{\Delta n(t) T_{\text{эм}} c_e \Phi}{4T_{\mu, c} R_3} \text{ при } I_{\text{ст}} = \text{const.}$$

При настройке токового контура и контура частоты вращения по модульному оптимуму, а также при отсутствии каких-либо дополнительных инерционностей в контуре частоты вращения контур частоты вращения описывается уравнением третьего порядка.

Передаточная функция замкнутой системы регулирования при этом имеет вид:

$$H_1(p) = \frac{n(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \frac{1}{8T_{\mu, \tau}^3 p^3 + 8T_{\mu, \tau}^2 p^2 + 4T_{\mu, \tau} p + 1} \quad (1-209)$$

Изображения и оригиналы выражений тока и частоты вращения для системы третьего порядка при подаче ступенчатого

входного сигнала, а также при приложении момента сопротивления приведены в [1-3, с. 288; 1-19, с. 29]. Соответствующие переходные характеристики даны на рис. 1-197.

Когда система регулирования предполагает управление со стороны задания через задатчик интенсивности, преобразующий ступенчатый сигнал в линейно-возрастающий с ограничением выходного напряжения до уровня выходного напряжения задатчика, кривая переходного процесса может быть определена путем суммирования двух реакций системы, вызванных двумя составляющими входного сигнала.

Установившееся значение приращения частоты вращения определяется из выражения для $\Delta n(t)$

$$\Delta n(t)_y = I_{ст} \frac{R_9}{T_{эм} c_e \Phi} 4T_{\mu,с} \xi_{с}^2 = \\ = I_{ст} \frac{R_4}{R_{0,с}} \frac{R_1}{R_2} \frac{k_T}{k_c} \quad (1-210)$$

При настройке по модульному оптимальному контуру частоты вращения получаем:

$$\Delta n(t)_y = I_{ст} \frac{R_9 2T_{\mu,с}}{T_{эм} c_e \Phi}$$

Статическая просадка частоты вращения в системе с пропорциональным регулятором зависит от настройки системы.

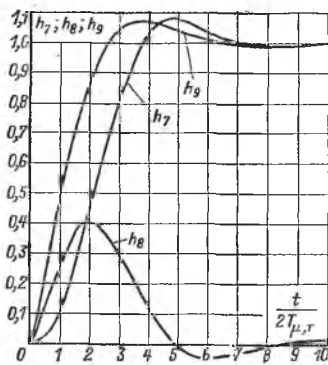


Рис. 1-197. Переходные характеристики

$$h_7 = \frac{n(t)}{U_{вх} \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k_c}}$$

$$h_8 = \frac{I(t)}{U_{вх} \frac{R_4}{R_3} \frac{T_{эм} c_e \Phi}{T_3 2T_{\mu,с}}} \text{ при } U_{вх} = \text{const};$$

$$h_7 = \frac{I(t)}{I_{ст}}; h_9 = \frac{\Delta n(t)}{I_{ст} \frac{R_9}{T_{эм} c_e \Phi} 4T_{\mu,с}}$$

при $I_{ст} = \text{const}$.

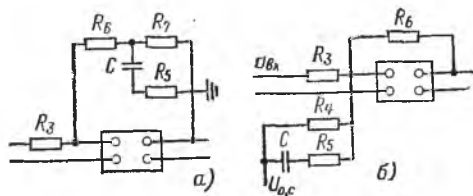


Рис. 1-198. Типы исполнения пропорционально-дифференциальных регуляторов.

$$H_p = k_p \frac{1 + T_1 p}{1 + T_\Phi p}; \quad a \rightarrow k_p = \frac{R_6 + R_7}{R_5}; \quad T_\Phi = R_5 C p;$$

$$T_1 = \left(\frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} + R_6 \right) C p \approx \frac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} C p;$$

$$б \rightarrow k_p = \frac{R_6}{R_4}; \quad T_\Phi = R_5 C p; \quad T_1 = (R_4 + R_5) C p.$$

При необходимости уменьшения уровня статической просадки частоты вращения без роста колебательности системы регулирования регулятор частоты вращения можно выполнить пропорционально-дифференциальным (ПД). Варианты исполнения регулятора приведены на рис. 1-198.

Наиболее распространенный вариант регулятора, при котором ПД-звено (рис. 1-198, а) включено в прямой канал регулирования. При этом передаточная функция регулятора имеет вид:

$$H_p(p) = k_p \frac{1 + T_1 p}{1 + T_\Phi p} \quad (1-211)$$

при $T_\Phi < T_1$.

При аperiodической настройке токового контура

$$H_T(p) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{k_T} \frac{1}{T_T p + 1}$$

значение упреждающей составляющей регулятора принимается равным постоянной времени инерционности токового контура $T_1 = T_T$. Постоянная T_Φ определяется уровнем допустимых помех в системе. Роль малой постоянной контура частоты вращения при таком выборе параметров регулятора частоты вращения играет величина T_Φ , а так как $T_\Phi < T_1$, то усиление в контуре частоты вращения может быть существенно увеличено.

При колебательной настройке токового контура

$$H_1(p) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{k_T} \frac{1}{2T_{\mu,с}^2 p^2 + 2T_{\mu,с} p + 1}$$

упреждающая постоянная регулятора выбирается равной $T_1 = 2T_{\mu,с}$.

В этом случае при заданном запасе по фазе также можно увеличить усиление. В качестве примера на рис. 1-199 приведены ЛАЧХ рассматриваемой системы при $T_\Phi = 0,6 \cdot 2T_{\mu,с}$.

Из рисунка видно, что при одном и том же запасе по фазе усиление при наличии упреждения может быть существенно поднято (в 1,24 раза).

Когда требуется быстрая отработка возмущения при малом перерегулировании, но более медленная реакция привода на

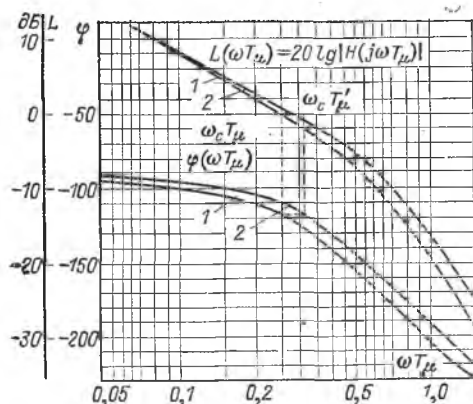


Рис. 1-199. Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики.

1 — без упреждающего звена; 2 — с упреждающим звеном.

управление со стороны задания, ПД-звено может быть реализовано в канале обратной связи (рис. 1-198, б). Структура данной системы будет отличаться от ранее рассмотренной наличием фильтра на входе с передаточной функцией $\frac{1+T_{\phi p}}{1+T_{1p}}$, т. е. система замедляется.

В практике эксплуатации приводов бывает случай, когда требуется поднимать усиление в контуре частоты вращения выше, чем при настройке по модульному оптимуму. На математической модели исследования схема рис. 1-192.

В качестве примера брали величину $\gamma = T_{\phi, c} / 2T_{\mu, t}; 0,2 < \gamma < 2$.

По результатам моделирования можно определить следующие величины:

а) перерегулирование частоты вращения при ступенчатом входном сигнале (рис. 1-200);

б) перерегулирование динамического тока при линейном входном сигнале (рис. 1-200);

в) время достижения первого установившегося значения t_{1y} выходной величины (рис. 1-201) практически t_{1y} мало зависит

от γ . Здесь $\gamma = \frac{T_{\phi, c}}{2T_{\mu, t}}$ — параметр семейства кривых;

г) максимальное значение якорного тока при ступенчатом входном сигнале в за-

висимости от настройки системы (рис. 1-202). Практически I_{max} не зависит от γ .

Кривые рис. 1-200 позволяют для заданного значения γ , задаваясь перерегулированием δ , определить коэффициент усиления контура частоты вращения из выражения

$$\frac{B_c}{T_{\mu, t}} = \frac{R_4}{R_{0, c}} \frac{R_1}{R_2} \frac{k_t}{k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_0 T_{\mu, t}}$$

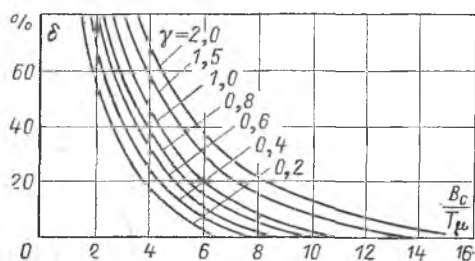


Рис. 1-200. Зависимость перерегулирования выходной величины от настройки системы для различных соотношений постоянных $\gamma = T_{\phi, c} / 2T_{\mu, t}$.

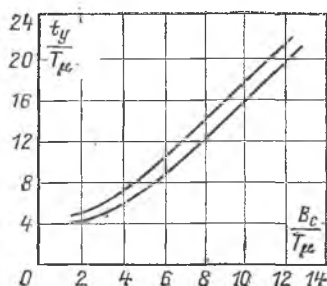


Рис. 1-201. Область изменения времени достижения первого установившегося значения t_{1y} выходной величины в зависимости от настройки системы при ступенчатом сигнале $U_{вх}$.

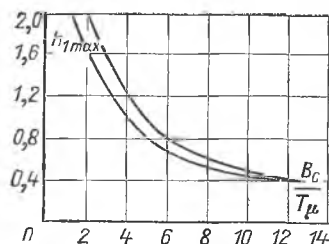


Рис. 1-202. Область изменения максимального значения выходной величины в зависимости от настройки системы.

На рис. 1-203 приведены частотные характеристики замкнутой системы регулирования для частоты вращения и тока якоря, определяемые выражениями:

$$\left| \frac{n(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| = \frac{R_4}{R_3 k_c} \sqrt{[1 - 4\xi_c^2 (\omega T_{\mu,c})^2]^2 + 16\xi_c^4 (\omega T_{\mu,c})^2} \quad (1-212)$$

$$\left| \frac{I(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| = \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_3 T_{\mu,c}} \omega T_{\mu,c} \sqrt{[1 - 4\xi_c^2 (\omega T_{\mu,c})^2]^2 + 16\xi_c^4 (\omega T_{\mu,c})^2} \quad (1-213)$$

Зависимости (1-212) и (1-213) позволяют определить уровень пульсаций якорного тока и частоты вращения привода, вызванных синусоидальными помехами входного сигнала и тахогенератора, причем при определении пульсаций тока и частоты вращения, вызванных помехами тахогенератора, в (1-212) и (1-213) значение R_3 должно быть заменено на R_4 , т. е. $R_4/R_3 = 1$.

Влияние э. д. с. двигателя на динамику токового контура. При анализе систем подчиненного регулирования обычно пренебрегают влиянием э. д. с. двигателя на процессы в токовом контуре, что позволяет существенно упростить расчет системы регулирования.

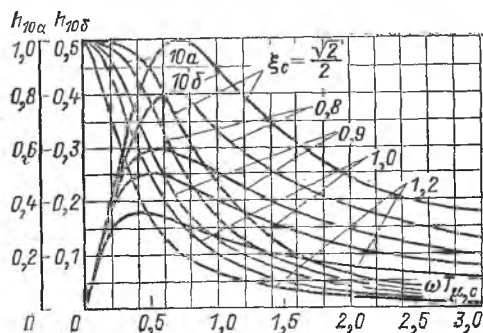


Рис. 1-203. Амплитудно-частотные характеристики для тока и частоты вращения

$$h_{10a} = \left| \frac{n(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| \frac{R_3 k_c}{R_4};$$

$$h_{10б} = \left| \frac{I(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| \frac{R_3 k_c R_3 T_{\mu,c}}{R_4 T_{\text{эм}} c_e \Phi}$$

Количественная оценка влияния э. д. с. двигателя может быть получена из анализа передаточной функции токового контура с учетом цепи э. д. с.:

в разомкнутом состоянии

$$H(p) = H_1(p) H_{\text{II}}(p) = \frac{k_B k_T}{R_3 C R_2 p (1 + T_{\mu,\tau} p)} \times \frac{T_{\text{эм}} T_{\theta} p^2 + T_{\text{эм}} p}{T_{\text{эм}} T_{\theta} p^2 + T_{\text{эм}} p + 1}, \quad (1-214)$$

где $H_1(p) = \frac{k_B k_T}{R_3 C R_2 p (1 + T_{\mu,\tau} p)}$ — переда-

точная функция разомкнутого контура без учета влияния э. д. с. двигателя;

$H_{\text{II}}(p) = \frac{T_{\text{эм}} T_{\theta} p^2 + T_{\text{эм}} p}{T_{\text{эм}} T_{\theta} p^2 + T_{\text{эм}} p + 1}$ — поправка,

учитывающая влияние э. д. с. двигателя; в замкнутом состоянии

$$H_{\text{зам,т}}(p) = \frac{(1 + T_{\theta} p) \frac{R_2}{R_1}}{k_T \left(1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}} \right) \left(\frac{B_T T_{\mu,\tau} T_{\theta}}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}} p^2 + \frac{B_T T_{\mu,\tau} + B_T T_{\theta}}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}} p + 1 \right)} \quad (1-215)$$

Здесь $B_T = (C R_2 R_3) / (k_B k_T)$ — эквивалентная постоянная времени интегрирования токового контура; обычно $B_T \gg 2T_{\mu,\tau}$.

Подробно влияние э. д. с. на основе приведенных соотношений рассмотрено в [1-19, с. 86].

На рис. 1-204, а—1-207, а приведены переходные процессы токового контура при ступенчатом задании с учетом влияния э. д. с. двигателя.

На рис. 1-204, б, в — 1-207, б, в, показана реакция якорного тока и частоты вращения на ступенчатый входной сигнал с учетом влияния э. д. с. двигателя.

На рисунках

$$h_1 \left(\frac{t}{T_{\mu,\tau}} \right) = \frac{I \left(\frac{t}{T_{\mu,\tau}} \right)}{I_3} \text{ при } I_3 = \text{const};$$

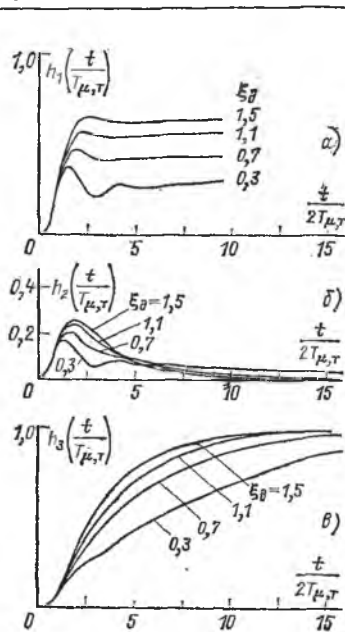


Рис. 1-204. Переходные характеристики, иллюстрирующие влияние э. д. с. двигателя для $\omega_{п,д} = 1/T_{\mu,\tau}$.

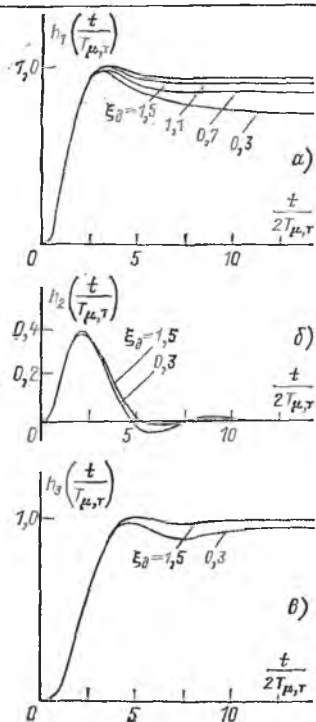


Рис. 1-206. Переходные характеристики, иллюстрирующие влияние э. д. с. двигателя для $\omega_{п,д} = 1/8T_{\mu,\tau}$.

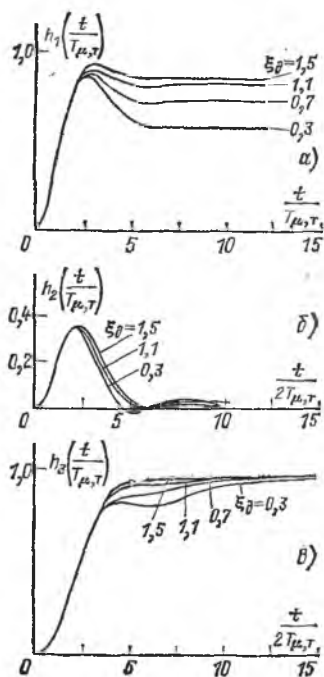


Рис. 1-205. Переходные характеристики, иллюстрирующие влияние э. д. с. двигателя для $\omega_{п,д} = 1/4T_{\mu,\tau}$.

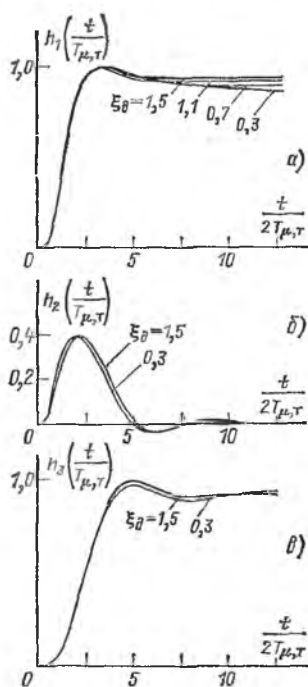


Рис. 1-207. Переходные характеристики, иллюстрирующие влияние э. д. с. двигателя для $\omega_{п,д} = 1/12T_{\mu,\tau}$.

$$h_2 \left(\frac{t}{T_{\mu, \tau}} \right) = \frac{I \left(\frac{t}{T_{\mu, \tau}} \right)}{U_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_9} \frac{1}{2T_{\mu, \tau}}}$$

при $U_{\text{вх}} = \text{const}$;

$$h_3 \left(\frac{t}{T_{\mu, \tau}} \right) = \frac{n \left(\frac{t}{T_{\mu, \tau}} \right)}{U_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3 k_c}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const}.$$

Параметрами семейства переходных процессов являются величины $\omega_{п, д} =$

$$= \frac{1}{\sqrt{T_{\text{эм}} T_9}} \text{ и } \xi_{д} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_9}{T_{\text{эм}}}}, \text{ характери-}$$

зующие динамику привода без системы регулирования, где $\omega_{п, д}$ — угловая частота не демпфированных колебаний якорной цепи двигателя; $\xi_{д}$ — коэффициент демпфирования якорной цепи двигателя.

При анализе динамических свойств токового контура представляет интерес рассмотрение влияния постоянной интегрирования B_T при неизменных динамических параметрах якорной цепи, а также влияние динамических параметров якорной цепи при неизменной постоянной интегрирования B_T .

Из рассмотрения переходных процессов (рис. 1-204—1-207) и аналитического выражения $H_{\text{зам}, \tau}$ следует, что рост постоянной интегрирования B_T приводит к снижению коэффициента усиления замкнутого контура, повышению колебательности токового контура и уменьшению быстродействия. Следовательно, чем меньше постоянная интегрирования токового контура, тем меньше сказывается влияние цепи внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя.

Из выражения для $H_{\text{зам}, \tau}(p)$ следует, что уменьшение коэффициента усиления замкнутого токового контура определяется множителем

$$\frac{1}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}} = \frac{1}{1 + B_T \frac{\omega_{п, д}}{\xi_{д}}}$$

Следовательно, при прочих равных условиях уменьшение B_T приводит, как уже указывалось, к росту коэффициента усиления, и наоборот, уменьшение $T_{\text{эм}}$ приводит к уменьшению коэффициента усиления. С ростом электромагнитной постоянной времени якорной цепи T_9 растет перерегулирование в кривой якорного тока.

Приведенные выше изменения динамических характеристик токового контура имеют самостоятельное значение при работе в режиме ограничения регулятора частоты вращения и, кроме того, естественно оказывают влияние на качество переходных процессов контура частоты вращения привода. Уменьшение коэффициента токового

контура приводит к уменьшению быстродействия контура скорости, а рост колебательности токового контура может привести к нарушению монотонности переходного процесса в контуре скорости при отсутствии перерегулирования выше установившегося значения [1-19].

Отметим отличия в характере переходных процессов реальной системы регулирования, настройка регулятора тока которой выполнялась без учета влияния э. д. с., от идеализированной:

1) уменьшается коэффициент усиления замкнутого контура тока в $\frac{1}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}}$ раз;

2) увеличивается колебательность токового контура;

3) увеличивается площадь регулирования частоты вращения S_n при ступенчатом входном сигнале на входе регулятора скорости в $\frac{1}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}}$ раз;

$$S_n = \int_0^{\infty} \left(1 - \frac{n(t)}{n_y} \right) dt;$$

4) увеличивается площадь регулирования статической просадки частоты вращения $S_{\Delta n}$ при ступенчатом приложении момента сопротивления.

Для приводов, у которых разгон до заданной скорости происходит при наличии момента сопротивления, контур э. д. с. приводит к дополнительному снижению динамического тока.

При разгоне в режиме токоограничения установившиеся значения тока: якорного

$$I_{\text{д}, \text{у}} = \frac{I_3 + I_{\text{ст}} \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}}; \quad (1-216)$$

динамического

$$I_{\text{д}, \text{у}} = \frac{I_3 - I_{\text{ст}}}{1 + \frac{B_T}{T_{\text{эм}}}}, \quad (1-217)$$

где I_3 — заданный ток, определяемый уровнем токоограничения; $I_{\text{ст}}$ — статический ток, определяемый моментом сопротивления.

Из изложенного следует, что чем меньше постоянная времени интегрирования токового контура, тем меньше сказывается влияние цепи э. д. с. Поэтому в промышленных системах регулирования постоянную интегрирования токового контура следует делать как можно меньшей, тем более что в современных системах регулирования

$T_{\mu, \tau}$ не превышает 3—4 мс. Вместе с тем следует отметить, что в промышленных условиях нередко бывают ситуации, когда на возможность уменьшения B_{τ} накладываются ограничения, например по условиям ограничения скорости нарастания якорного тока, или по условиям токораспределения между параллельно работающими преобразователями, при наличии люфтов в механических передачах.

Уменьшения влияния э. д. с. на динамику привода можно добиться и другими методами.

1) Если привод не работает в режиме стопорения, влияние э. д. с. двигателя может быть учтено при настройке регулятора тока, без изменения его структуры. Подробно этот способ изложен в [1-19]. Его целесообразно применять на приводах типа летучие ножницы, моталки.

2) В [1-23] приведен способ компенсации, суть которого состоит в том, что на вход специально устанавливаемого усилителя подается сигнал, пропорциональный э. д. с. двигателя. В целях упрощения иногда вместо э. д. с. подается сигнал, пропорциональный напряжению. Если не требуется регулирования частоты вращения выше основной, можно подавать сигнал, пропорциональный частоте вращения. Сигнал, компенсирующий малую постоянную времени, можно не подавать. Этот способ компенсации получил распространение в металлургическом электроприводе. Следует отметить, что при реализации этого способа необходимо следить за качеством компенсирующего сигнала с тем, чтобы уровень помех был в нем минимальным.

3) Для преобразователей с раздельным управлением применяют специальные структуры токового контура, улучшающие динамику привода в режиме прерывистого тока. Обычно эти структуры малочувствительны к влиянию э. д. с. двигателя. Одна из возможных структур приведена в [1-21], а также в § 1-44.

1-44. ДВУКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ В СИСТЕМЕ ВЕНТИЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Двукратноинтегрирующая система регулирования частоты вращения применяется в электроприводах, когда по технологическим причинам требуется астатическая характеристика по входному и возмущающему воздействиям.

Структурная схема системы регулирования приведена на рис. 1-208.

Регулятор частоты вращения выбирается пропорционально-интегральным с передаточной функцией

$$H_{p,c}(p) = \frac{1 + T_1 p}{T_2 p}, \quad (1-218)$$

где $T_1 = R_{0,c} C_2$; $T_2 = R_4 C_2$.

Эквивалентная постоянная интегрирования контура частоты вращения

$$B_c = \frac{R_1 k_T T_{\text{эм}} C_c \Phi T_2}{R_2 k_c R_3}. \quad (1-219)$$

При настройке контура тока на $\xi_{\tau} > \sqrt{2}/2$, а также при $\xi_{\tau} = \sqrt{2}/2$ и наличии в контуре частоты вращения фильтра или других инерционностей с постоянной времени, равной или большей эквивалентной малой постоянной контура тока $T_{\mu, \tau}$, система регулирования хорошо описывается уравнением третьего порядка.

Эквивалентная малая постоянная времени контура частоты вращения равна:

$$T_{\mu, c} = 2T_{\mu, \tau} + T_{\phi, c}. \quad (1-220)$$

Передаточная функция замкнутой системы регулирования имеет вид:

$$H_{\text{зам}, c}(p) = \frac{1}{T_{\phi, c} p + 1} \times \\ \times \frac{1 + T_1 p}{B_c T_{\mu, c} p^3 + B_c p^2 + T_1 p + 1}. \quad (1-221)$$

Частота среза системы выбирается из условия максимального запаса по фазе

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{T_{\mu, c} T_1}}. \quad (1-222)$$

Если ввести в рассмотрение параметр

$$a = \sqrt{\frac{T_1}{T_{\mu, c}}},$$

то из условия $|H_{p, c}| = 1$ при $\omega = \omega_c$ находим $B_c = a^3 T_{\mu, c}^2$.

На рис. 1-209 представлено семейство логарифмических амплитудно- и фазочастотных характеристик. Следует отметить их симметричное расположение относительно частоты среза. Случай $a = 2$ соответствует настройке по «симметричному» оптимуму.

Заметим, что шунтирование емкости C_2 в системе, настроенной по симметричному оптимуму, приводит к системе с пропорциональным регулятором частоты вращения, настроенной по модульному оптимуму. Частота среза разомкнутой системы при настройке по симметричному оптимуму равна частоте среза системы с пропорциональным регулятором частоты вращения, настроенной по модульному оптимуму:

$$\omega_c = \frac{T_1}{B_c} = \frac{1}{2T_{\mu, c}}. \quad (1-223)$$

При настройке системы по симметричному оптимуму передаточная функция равна:

$$H_1(p) = \frac{n(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \frac{1 + 4T_{\mu,c} p}{8T_{\mu,c}^3 p^3 + 8T_{\mu,c}^2 p^2 + 4T_{\mu,c} p + 1} \quad (1-228)$$

Для уменьшения перерегулирования при управлении со стороны задания на входе контура частоты вращения устанавливается фильтр с постоянной времени $T_{ф,c} = 4T_{\mu,c}$.

Передаточные функции системы регулирования с фильтром на входе системы имеют вид:

$$H_1(p) = \frac{n(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \frac{1}{(1 + aT_{\mu,c} p) [a^2 T_{\mu,c}^2 p^2 + a(a-1)T_{\mu,c} p + 1]} \quad (1-229)$$

$$H_2(p) = \frac{I(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{R_3}{T_{\Sigma M} c_e \Phi} \times \frac{p}{(1 + aT_{\mu,c} p) [a^2 T_{\mu,c}^2 p^2 + a(a-1)T_{\mu,c} p + 1]} \quad (1-230)$$

Изображения и оригиналы выражения для тока и частоты вращения для системы с фильтром и без фильтра при подаче на вход ступенчатого и линейного входного сигнала, а также при приложении момента сопротивления приведены в [1-3, с. 296; 1-19, с. 53].

Соответствующие им переходные характеристики показаны на рис. 1-210—1-213.

На рис. 1-214 показаны переходные характеристики [1-20] разгона под отсечку системы регулирования с параметрами

$$\frac{T_{\Sigma M} c_e \Phi}{R_3 T_{\mu,c}} = 100.$$

Оценка уровня пульсаций тока и частоты вращения, вызванных наличием синусоидальных помех во входном сигнале и напряжении тахогенератора, может быть выполнена по частотным характеристикам для якорного тока и частоты вращения привода, представленным на рис. 1-215 и 1-216.

Выражения частотных характеристик имеют вид:
без фильтра

$$\left| \frac{n(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} \right| = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \frac{\sqrt{1 + a^4 (\omega T_{\mu,c})^2}}{\sqrt{1 + a^2 (\omega T_{\mu,c})^2}} \times \frac{1}{\sqrt{[1 - a^2 (\omega T_{\mu,c})^2]^2 + a^2 (a-1)^2 (\omega T_{\mu,c})^2}} \quad (1-231)$$

$$\left| \frac{I(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} \right| = \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\Sigma M} c_e \Phi}{R_3} \times \frac{\omega \sqrt{1 + a^4 (\omega T_{\mu,c})^2}}{\sqrt{1 + a^2 (\omega T_{\mu,c})^2}} \times \frac{1}{\sqrt{[1 - a^2 (\omega T_{\mu,c})^2]^2 + a^2 (a-1)^2 (\omega T_{\mu,c})^2}} \quad (1-232)$$

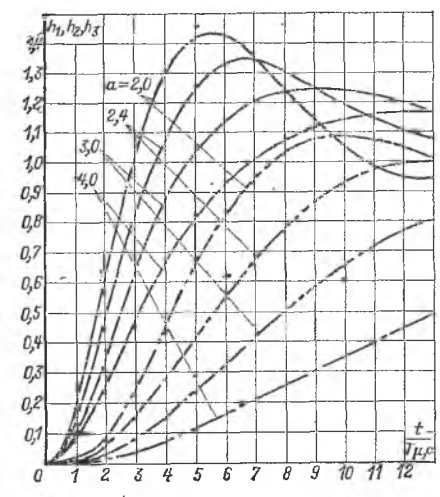


Рис. 1-210. Переходные характеристики

$$h_1 = \frac{n\left(\frac{t}{T_{\mu,c}}\right)}{U_{вх} \frac{R_4}{R_3 k_c}} \text{ при } U_{вх} = \text{const};$$
$$h_2 = \frac{I\left(\frac{t}{T_{\mu,c}}\right)}{I_{ст}} \text{ при } I_{ст} = \text{const};$$
$$h_3 = \frac{I\left(\frac{t}{T_{\mu,c}}\right)}{\frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\Sigma M} c_e \Phi}{R_3}} \text{ при } U_{вх} = \alpha t;$$

— система без фильтра на входе;
--- система с фильтром на входе.

с фильтром

$$\begin{aligned}
 & \left| \frac{n(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| = \frac{R_4}{R_3 k_c} \times \\
 & \times \frac{1}{\sqrt{1 + a^2 (\omega T_{\mu, c})^2}} \times \\
 & \times \frac{1}{\sqrt{[1 - a^2 (\omega T_{\mu, c})^2]^2 + a^2 (a-1)^2 (\omega T_{\mu, c})^2}}; \\
 & \left| \frac{I(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| = \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_{\text{э}}} \times \\
 & \times \frac{\omega}{\sqrt{1 + a^2 (\omega T_{\mu, c})^2}} \times \\
 & \times \frac{1}{\sqrt{[1 - a^2 (\omega T_{\mu, c})^2]^2 + a^2 (a-1)^2 (\omega T_{\mu, c})^2}}.
 \end{aligned}
 \quad (1-233)$$

$$\quad (1-234)$$

При практической реализации ПИ-регулятора частоты вращения иногда приходится отходить от настройки по симметричному оптимуму. Ниже рассматривается настройка, для которой выдерживается соотношение

$$\omega_c = \frac{T_t}{B_c} = \frac{1}{2T_{\mu, c}}.$$

Это соотношение можно получить увеличением емкости C .

Для данной настройки на рис. 1-217 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) разомкнутой системы регулирования. Введено обозначение $K = \frac{T_t}{T_{\mu, c}}$.

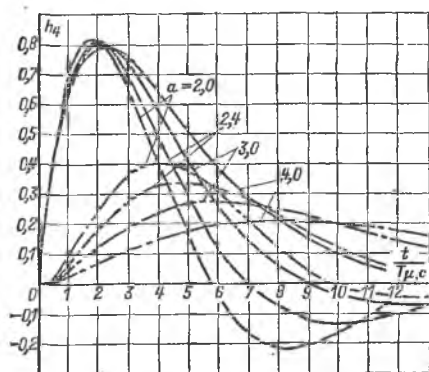


Рис. 1-211. Переходные характеристики

$$\begin{aligned}
 h_4 = & \frac{I\left(\frac{t}{T_{\mu, c}}\right)}{U_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_{\text{э}}} \frac{1}{a T_{\mu, c}}} \\
 \text{при } U_{\text{вх}} = \text{const;} \\
 & \text{--- система без фильтра на входе;} \\
 & \text{--- система с фильтром на входе}
 \end{aligned}$$

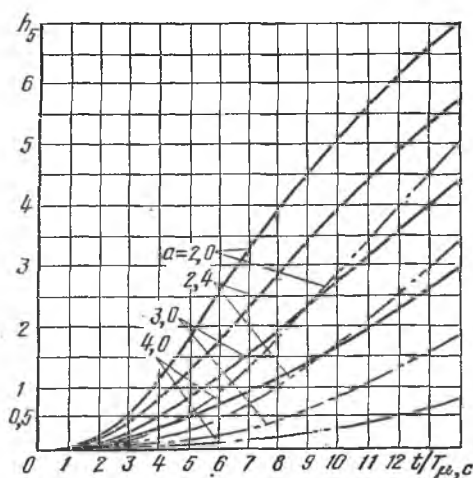


Рис. 1-212. Переходные характеристики

$$\begin{aligned}
 h_5 = & \frac{n\left(\frac{t}{T_{\mu, c}}\right)}{\alpha \frac{R_4}{R_3 k_c}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \alpha t; \\
 & \text{--- система без фильтра на входе;} \\
 & \text{--- система с фильтром на входе.}
 \end{aligned}$$

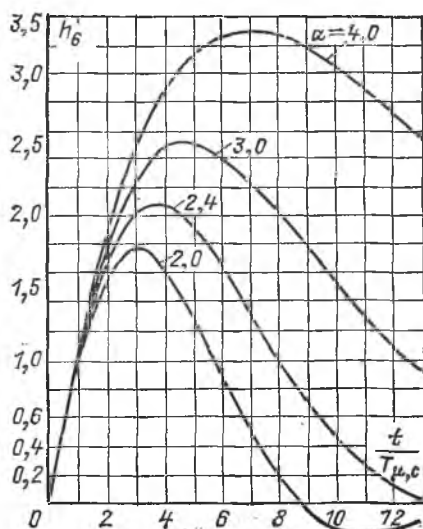


Рис. 1-213. Переходные характеристики

$$\begin{aligned}
 h_6 = & \frac{\Delta n\left(\frac{t}{T_{\mu, c}}\right)}{I_{\text{ст}} T_{\mu, c} \frac{R_{\text{э}}}{T_{\text{эм}} c_e \Phi}} \text{ при } I_{\text{ст}} = \text{const.}
 \end{aligned}$$

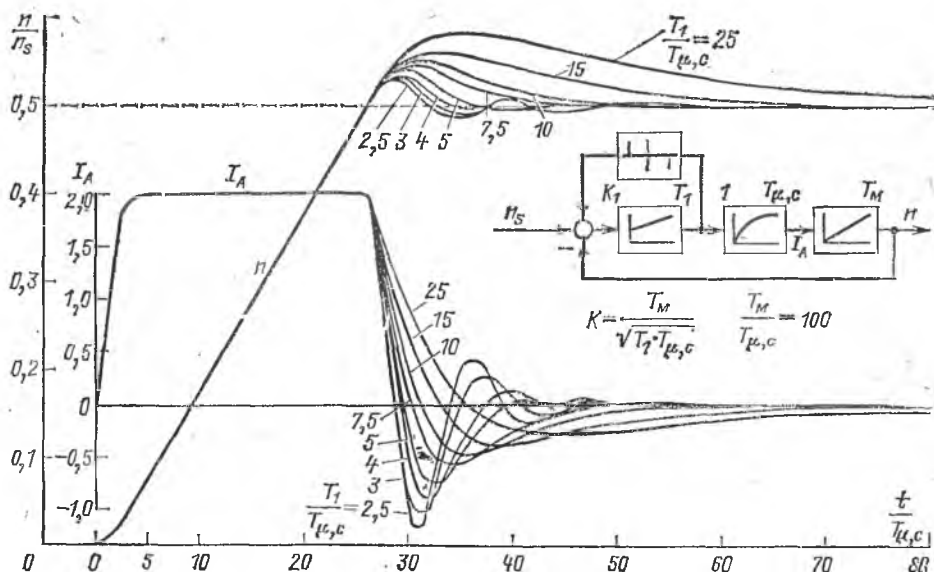


Рис. 1-214. Переходная характеристика разгона под отсечку системы регулирования с

параметрами $\frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_{\text{э}} T_{\mu, c}} = 100$. $K_{\text{I}} = \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{I}}} \frac{1}{T_2 k_{\text{T}}}$; $T_{\text{M}} = \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_{\text{э}}}$; $\frac{T_{\text{f}}}{T_{\mu, c}} = a^2$;

$$n_{\text{s}} = U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{I}}}{R_{\text{э}} k_{\text{с}}}$$

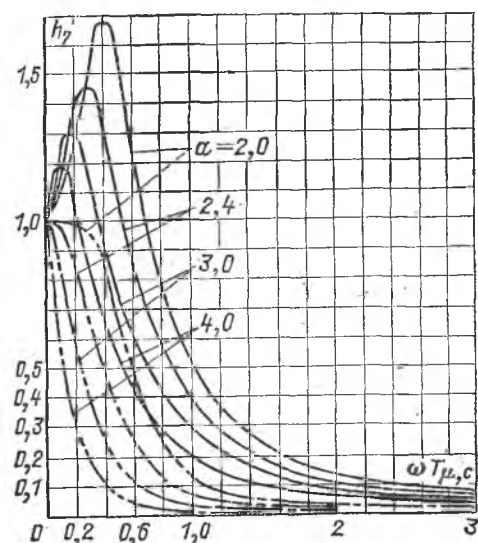


Рис. 1-215. Амплитудно-частотные характеристики

$$h_7 = \left| \frac{n(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| \frac{R_{\text{э}} k_{\text{с}}}{R_{\text{I}}}$$

— система без фильтра на входе;
 --- система с фильтром на входе.

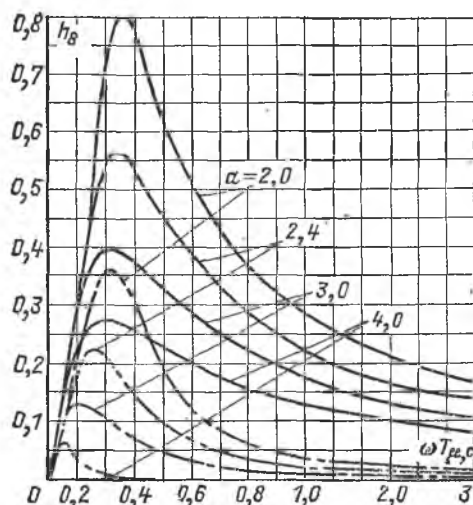


Рис. 1-216. Амплитудно-частотные характеристики

$$h_8 = \left| \frac{I(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} \right| \frac{R_{\text{э}} k_{\text{с}} R_{\text{э}} T_{\mu, c}}{R_{\text{I}} T_{\text{эм}} c_e \Phi}$$

— система без фильтра на входе;
 --- система с фильтром на входе.

Увеличение K приводит к изменению низкочастотной части характеристики. При $K \rightarrow \infty$ система регулирования с ПИ-регулятором частоты вращения стремится к системе регулирования с П-регулятором, настроенной по модульному оптимуму. Настройка при $K = 4$ соответствует настройке по симметричному оптимуму.

Для уменьшения перегулирования частоты вращения при управлении со стороны задания на входе системы можно устанавливать фильтр.

Переходные характеристики частоты вращения для различных K при ступенчатом входном сигнале, а также для $K = 4$, $T_\Phi = 4T_{\mu,c}$ показаны на рис. 1-218.

На рис. 1-219 приведены переходные характеристики ошибки по частоте вращения при ударном приложении нагрузки. Из

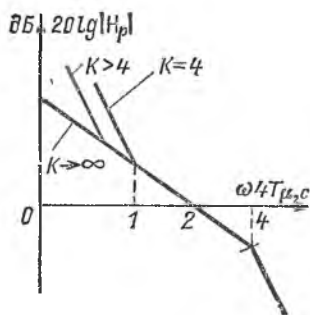


Рис. 1-217. ЛАЧХ разомкнутой системы.

рассмотрения характеристик видно, что с ростом K увеличивается статическая ошибка по частоте вращения, максимальная динамическая ошибка практически не меняется.

Рассмотрим еще один тип настройки системы регулирования с ПИ-регулятором частоты вращения при неизменной величине $T_1 = 4T_{\mu,c}$ и различных значениях B_c .

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем регулирования равны:

$$H_{\text{раз},c}(p) = \frac{4T_{\mu,c} p + 1}{B_c p^2 (T_{\mu,c} p + 1)}; \quad (1-235)$$

$$H_{\text{зам},c}(p) = \frac{4T_{\mu,c} p + 1}{B_c T_{\mu,c} p^2 + B_c p^2 + 4T_{\mu,c} p + 1}. \quad (1-236)$$

Фазовые и частотные характеристики системы приведены на рис. 1-220.

Реакции системы на ступенчатый входной сигнал и возмущение по нагрузке, полученные на математической модели, показаны на рис. 1-221—1-223.

Случай $T_1 = 4T_{\mu,c}$ и $B_c = 6,4T_{\mu,c}^2$ определяет настройку на минимальную колебательность, т.е. величина резонансного пика замкнутой системы регулирования достигает минимального значения. При этом перегулирование несколько меньше, а быстродействие несколько больше, чем при настройке по симметричному оптимуму.

Если токовый контур настроен по колебательному закону $\xi_T = \sqrt{2}/2$ и в конту-

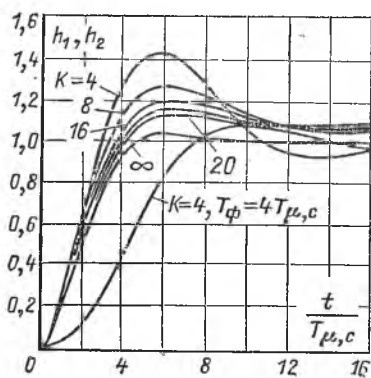


Рис. 1-218. Переходные характеристики

$$h_1 = \frac{n \left(\frac{t}{T_{\mu,c}} \right)}{U_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3 k_c}} \quad \text{при } U_{\text{вх}} = \text{const};$$

$$h_2 = \frac{I \left(\frac{t}{T_{\mu,c}} \right)}{\alpha \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_a}} \quad \text{при } U_{\text{вх}} = \alpha I.$$

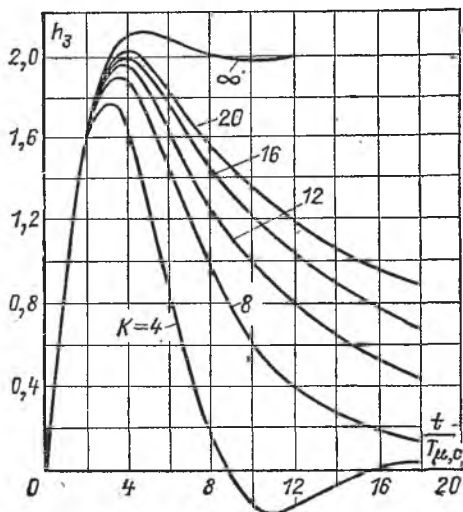


Рис. 1-219. Переходная характеристика

$$h_3 = \frac{\Delta n \left(\frac{t}{T_{\mu,c}} \right)}{I_{\text{ст}} T_{\mu,c} \frac{R_a}{T_{\text{эм}} c_e \Phi}} \quad \text{при } I_{\text{ст}} = \text{const}.$$

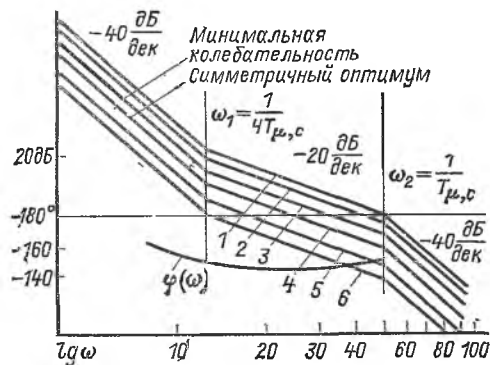


Рис. 1-220. ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы регулирования.

1 — $B_c = 4T_{\mu, c}^2$; 2 — $B_c = 5T_{\mu, c}^2$; 3 — $B_c = 6,4 T_{\mu, c}^2$ (минимальная колебательность); 4 — $B_c = 8T_{\mu, c}^2$ (симметричный оптимум); 5 — $B_c = 12 T_{\mu, c}^2$; 6 — $B_c = 16 T_{\mu, c}^2$.

ре частоты вращения отсутствуют дополнительные инерционности, система регулирования частоты вращения хорошо описывается уравнением четвертого порядка. В этом случае эквивалентная малая постоянная времени контура частоты вращения $T_{\mu, c} = 2 T_{\mu, \tau}$.

Частотные и переходные характеристики для данной системы несколько отличаются от системы третьего порядка. Однако для практических целей можно пользоваться семействами кривых, приведенными на рис. 1-209—1-213.

Отметим, что для данного случая настройка контура частоты вращения по симметричному оптимуму соответствует настройке на минимальную колебательность.

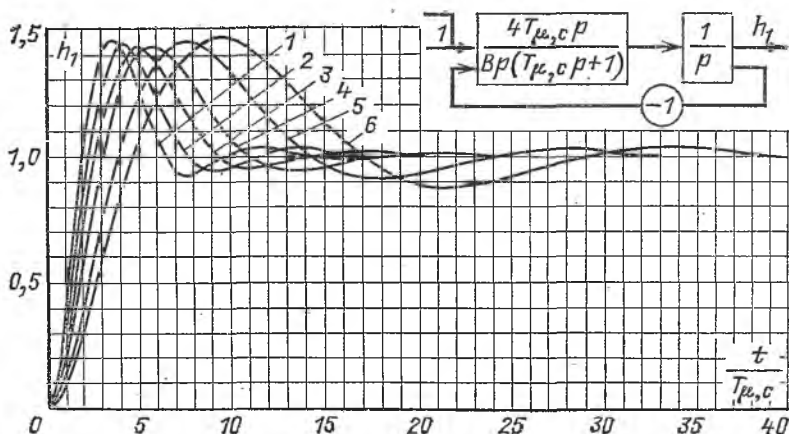


Рис. 1-221. Переходная характеристика $h_1 = \frac{n \left(\frac{t}{T_{\mu, c}} \right)}{R_a U_{\text{вх}} R_2 k_c}$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$, $T_{\mu, c} = 4T_{\mu, \tau}$.

Иногда для удовлетворения технологических требований система регулирования должна обеспечивать отличный от нуля, но меньший, чем при настройке по модульному оптимуму, уровень статической просадки по частоте вращения. В этом случае регулятор частоты вращения выполняется по схеме рис. 1-224.

При аperiodической настройке токового контура передаточная функция разомкнутого контура частоты вращения

$$H_{\text{раз, c}}(p) = \frac{R_6 + R_5}{R_4} \frac{k_c}{k_r} \frac{R_2}{R_1} \times \frac{1 + pC}{R_5 R_6} \times \frac{R_9}{T_{\text{эмс}} \Phi p (1 + pCR_6) (1 + T_{\text{т}} p)}. \quad (1-237)$$

Амплитудно-частотные характеристики разомкнутого контура частоты вращения представлены на рис. 1-225.

Здесь приняты следующие обозначения:

$$\gamma = \frac{R_6 + R_5}{R_5}; \quad \omega_2 = \frac{R_6 + R_5}{C(R_5 R_6)}; \\ \omega_3 = \frac{1}{CR_6} = \gamma \omega_2.$$

Параметры регулятора частоты вращения следует выбирать из условия постоянства частоты среза $\omega_{\text{ср}} = \frac{1}{2} T_{\text{т}}$ и неизменной длины участка ЛАЧХ 20 дБ/дек в окрестности частоты среза для возможного диапазона изменения $1 < \gamma < \infty$, т. е.

$$\frac{CR_5 R_6}{R_5 + R_6} = \frac{1}{\omega_2} = 4T_{\text{т}}; \\ \omega_{\text{ср}} = \frac{1}{k_r} \frac{R_2}{R_1} \frac{k_c R_9}{T_{\text{эмс}} \Phi} \frac{R_5}{R_4} = \frac{1}{2T_{\text{т}}}.$$

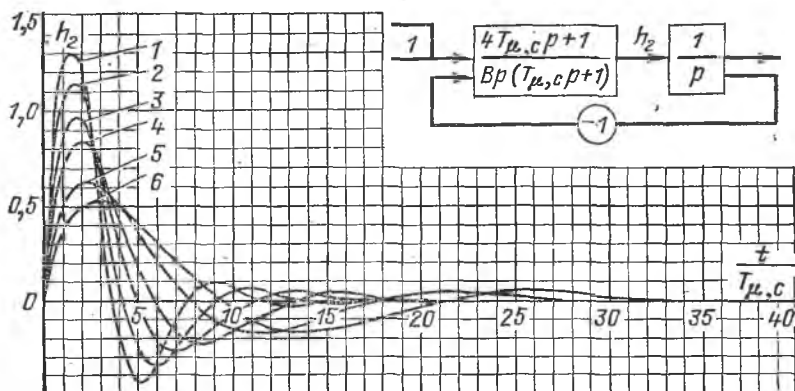


Рис. 1-222. Переходная характеристика $h_2 = \frac{I\left(\frac{t}{T_{\mu,c}}\right)}{U_{\text{вх}} \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{\text{эм}} c_e \Phi}{R_3}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const},$

$$T_1 = 4T_{\mu,c}.$$

Обозначения — см. рис. 1-220.

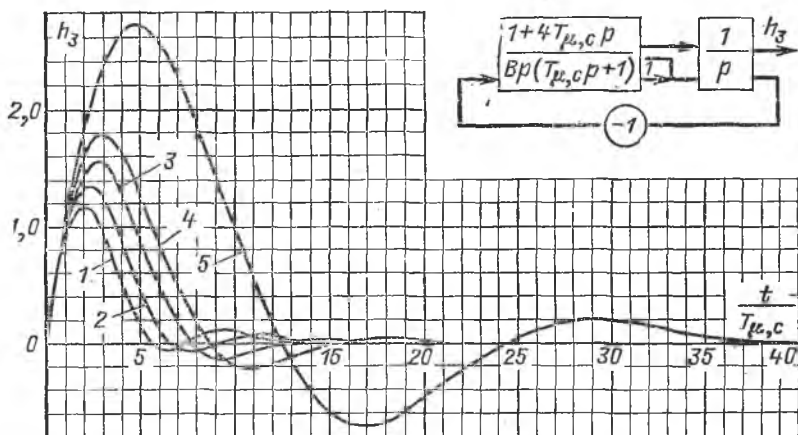


Рис. 1-223. Переходная характеристика $h_3 = \frac{\Delta n\left(\frac{t}{T_{\mu,c}}\right)}{I_{\text{ст}} T_{\mu,c} \frac{R_3}{T_{\text{эм}} c_e \Phi}} \text{ при } I_{\text{ст}} = \text{const}.$

Обозначения — см. рис. 1-220.

Выражения передаточных функций замкнутой системы регулирования при ступенчатом входном сигнале, а также при ступенчатом приложении момента сопротивления имеют вид:

$$H_{\text{зам},c}(p) = \frac{n}{U_{\text{вх}}} \times \frac{1}{\gamma(1+4T_{\text{т}}p)};$$

$$H_{\Delta n}(p) = \frac{\Delta n}{I_{\text{ст}}} = \frac{R_3 2T_{\text{т}}}{T_{\text{эм}} c_e \Phi} \times \frac{(1+\gamma 4T_{\text{т}}p)(1+T_{\text{т}}p)}{[2T_{\text{т}}p(1+\gamma 4T_{\text{т}}p)(1+T_{\text{т}}p) + (1+4T_{\text{т}}p)\gamma]}.$$

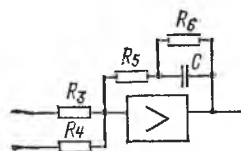


Рис. 1-224. Схема ПИ-регулятора частоты вращения шунтированием емкости.

Установившееся значение падения частоты вращения при ступенчатом приложении нагрузки равно:

$$\Delta n_y = I_{ст} \frac{R_9}{T_{эм} c_e \Phi} \frac{2T_T}{\gamma} = I_{ст} \frac{k_\pi}{k_c} \frac{R_4}{R_5} \frac{1}{\gamma} \quad (1-240)$$

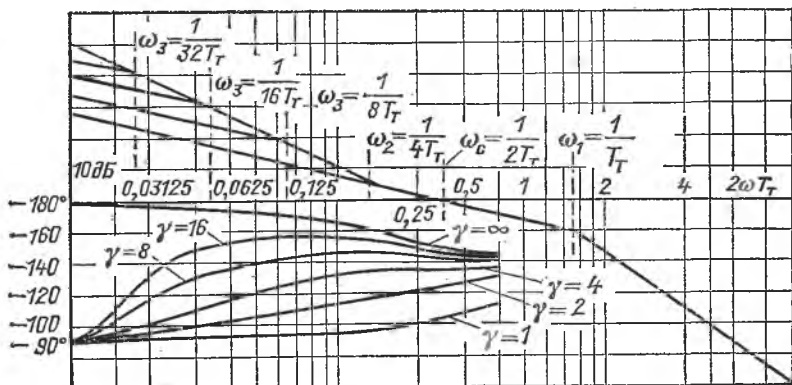


Рис. 1-225. Амплитудно-частотные характеристики разомкнутого контура частоты вращения.

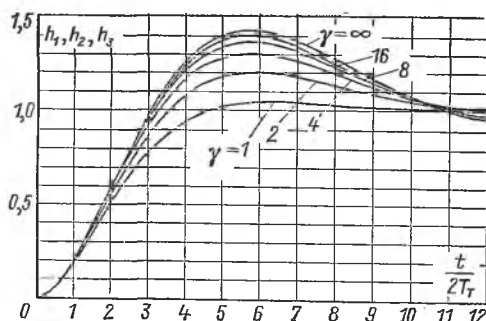


Рис. 1-226. Переходные характеристики

$$h_1 = \frac{n \left(\frac{t}{T_T} \right)}{U_{вх} \frac{R_4}{R_3 k_c}} \text{ при } U_{вх} = \text{const};$$

$$h_2 = \frac{I \left(\frac{t}{T_T} \right)}{I_{ст}} \text{ при } I_{ст} = \text{const};$$

$$h_3 = \frac{I \left(\frac{t}{T_T} \right)}{\alpha \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{эм} c_e \Phi}{R_9}} \text{ при } U_{вх} = \alpha t.$$

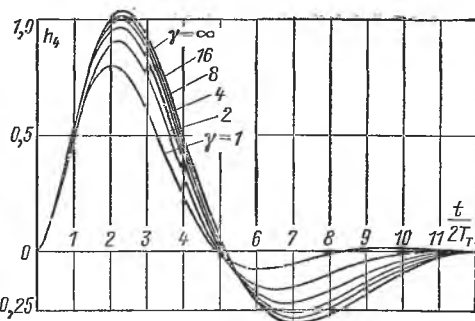


Рис. 1-227. Переходные характеристики

$$h_4 = \frac{I \left(\frac{t}{T_T} \right)}{U_{вх} \frac{R_4}{R_3 k_c} \frac{T_{эм} c_e \Phi}{R_9} \frac{1}{T_T}} \text{ при } U_{вх} = \text{const}.$$

Переходные характеристики замкнутой системы регулирования при управлении со стороны задания частоты вращения и при приложении момента сопротивления приведены на рис. 1-226—1-228.

Частотные характеристики для тока якоря и частоты вращения для замкнутой системы регулирования приведены на рис. 1-229 и 1-230.

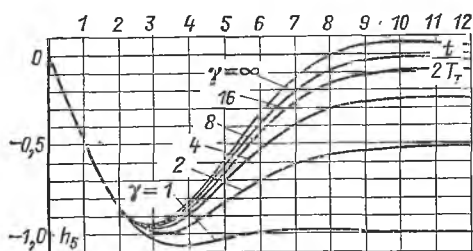


Рис. 1-228. Переходные характеристики

$$h_5 = \frac{\Delta n \left(\frac{t}{T_T} \right)}{I_{ст} T_T \frac{R_3}{T_{эм} c_e \Phi}} \text{ при } I_{ст} = \text{const.}$$

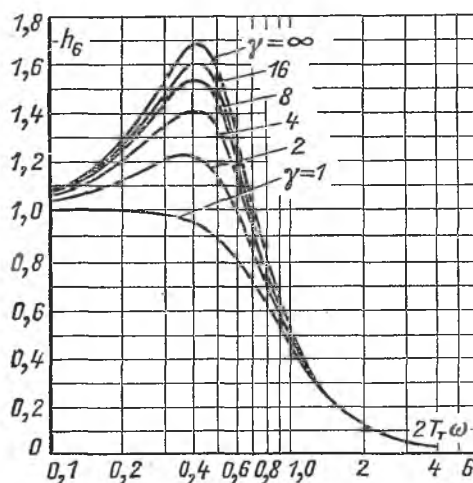


Рис. 1-229. Амплитудно-частотные характеристики

$$h_6 = \left| \frac{n(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} \right| \frac{R_3 k_c}{R_4}$$

В зарубежных системах регулируемого электропривода нашли применение регуляторы частоты вращения (рис. 1-231).

При апериодической настройке контура тока передаточную функцию замкнутого контура частоты вращения с достаточной степенью точности можно записать в виде

$$H_{зам,с}(p) = \frac{n}{U_{вх}} = \frac{1}{B_c T_{\mu,с} p^3 + B_c p^2 + T_2 p + 1} \quad (1-241)$$

где $T_{\mu,с} = T_T + R_3 C_3$; $T_2 = R_4 C_3$ — постоянная упреждения цепи обратной связи по частоте вращения привода.

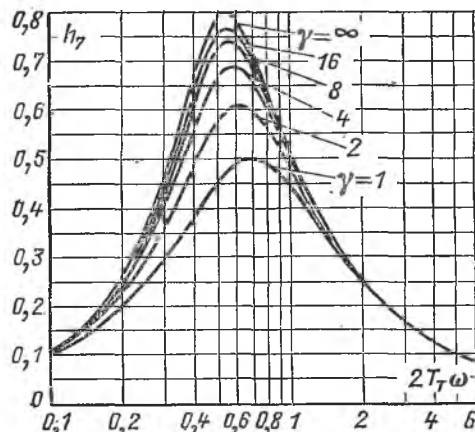
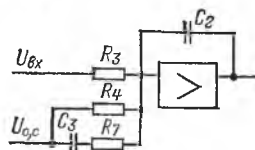


Рис. 1-230. Амплитудно-частотные характеристики

$$h_7 = \left| \frac{I(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} \right| \frac{R_3 k_c R_3 T_T}{R_4 T_{эм} c_e \Phi}$$

Рис. 1-231. Схема ПИ-регулятора частоты вращения с упреждением в цепи обратной связи.



Из условия настройки системы регулирования по модульному optimum выбирают $T_2 = 4 T_{\mu,с}$; $B_c = 8 T_{\mu,с}^2$.

При этом передаточная функция замкнутой системы равна:

$$H_{зам,с}(p) = \frac{1}{8 T_{\mu,с}^3 p^3 + 8 T_{\mu,с}^2 p^2 + 4 T_{\mu,с} p + 1} \quad (1-242)$$

Реакция системы на возмущение по нагрузке равна:

$$H_{\Delta n}(p) = \frac{\Delta n}{I_{ст}} = \frac{B_c \frac{R_3}{T_{эм} c_e \Phi} p (T_{\mu,с} p + 1)}{B_c T_{\mu,с} p^3 + B_c p^2 + T_2 p + 1} \quad (1-243)$$

Анализ передаточных функций показывает, что рассматриваемая система регулирования эквивалентна обычной системе с ПИ-регулятором частоты вращения, настроенным по симметричному optimum и имеющему фильтр в канале задания частоты вращения.

1-45. ДИНАМИКА ТРЕХКРАТНОЙ ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Трехкратной интегрирующей системой подчиненного регулирования может быть применена в тех случаях, когда по условиям ведения технологического процесса необходима нулевая площадь регулирования частоты вращения при ступенчатом возмущающем сигнале.

Структура системы регулирования. Трехкратной интегрирующей системой подчиненного регулирования приводом постоянного тока образуется применением регулятора частоты вращения с передаточной функцией

$$H_{p,c} = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{A_1 A_2 p^2}. \quad (1-244)$$

Наличие двух форсирующих звеньев в структуре $H_{p,c}$ есть необходимая предпосылка получения устойчивого переходного процесса.

В предположении, что передаточная функция контура тока в замкнутом состоянии равна $H_T = \frac{1}{k_T(T_T p + 1)}$, и пренебрежении влиянием э. д. с. двигателя, передаточная функция разомкнутой системы регулирования частоты вращения (рис. 1-232) будет

$$H_{раз,c} = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{A_1 A_2 p^2} \cdot \frac{k_c}{k_T} \times \frac{R_\Phi}{(T_T p + 1) T_{эм} c_\Phi \Phi p}. \quad (1-245)$$

Выбор параметров регулятора частоты вращения выполняется на основе желаемой частотной характеристики разомкнутой системы регулирования. Частота среза выбирается равной $1/2 T_T$, причем участок асимптотической частотной характеристики в диапазоне частот от $1/T_T$ до $1/4 T_T$ должен иметь наклон 20 дБ/дек. Это условие обеспечит быстродействие переходного процесса, близкое к быстродействию процесса при симметричном оптимуме двукратной интегрирующей системы регулирования.

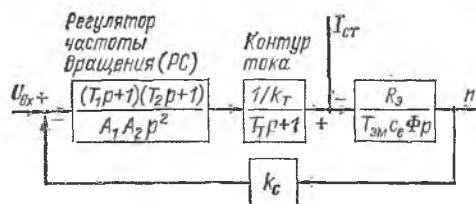


Рис. 1-232. Структура трехкратной интегрирующей системы регулирования.

При сделанных предположениях передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем регулирования имеют вид:

$$H_{раз,c} = \frac{(4T_T p + 1)(\gamma T_T p + 1)}{\gamma 8T_T^3 p^3 (T_T p + 1)}, \quad (1-246)$$

$$H_{зам,c} = \frac{1}{k_c} \frac{(4T_T p + 1)(\gamma T_T p + 1)}{\gamma 8T_T^3 p^3 (T_T p + 1) + (4T_T p + 1)(\gamma T_T p + 1)}. \quad (1-247)$$

Здесь γ — параметр настройки, характеризующий первую частоту излома частотной характеристики. При $\gamma = \infty$ имеет место симметричный оптимум; $\gamma = 4$ является граничным значением, при котором исчезает участок с наклоном 40 дБ/дек, но сохраняется длина участка с наклоном 20 дБ/дек.

При изменении величины γ будут меняться динамические качества замкнутой системы регулирования. Из сопоставления (1-245) и (1-246) следует, что

$$T_I = 4T_T; \quad T_2 = \gamma T_T;$$

$$A_1 = \frac{8T_T^2 R_\Phi k_c}{T_{эм} c_\Phi \Phi k_T}; \quad A_2 = \gamma T_T; \quad (1-248)$$

при сделанных предположениях γ меняется от ∞ до 4.

На рис. 1-233 представлены амплитудно-частотные характеристики разомкнутой системы (ЛАЧХ).

Методами численного интегрирования на ЭВМ для разных значений γ получены переходные характеристики для частоты вращения и якорного тока при ступенчатом возмущающем воздействии (рис. 1-234 и 1-235). Для приведенных однопараметрических семейств кривых переходного процесса быстродействие меняется незначительно, а затухание убывает с уменьшением

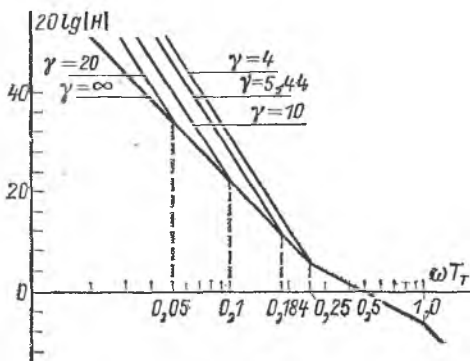


Рис. 1-233. ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования (запас по фазе 37° для $\gamma = \infty$, 32° для $\gamma = 20$, 26° для $\gamma = 10$, 17° для $\gamma = 5,44$, 11° для $\gamma = 4$).

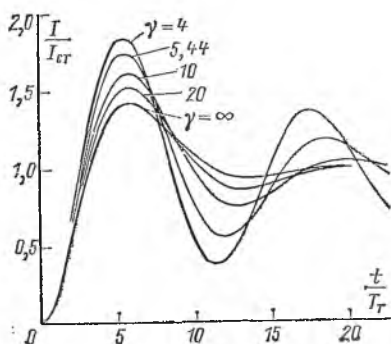


Рис. 1-234. Переходные характеристики якорного тока замкнутой системы регулирования при ступенчатом возмущающем воздействии.

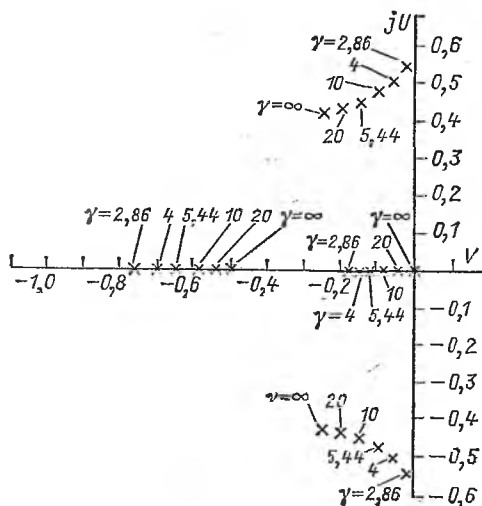


Рис. 1-236. Корневой годограф знаменателя передаточной функции системы для различных γ .

В качестве фильтра используется звено с передаточной функцией

$$H_{\Phi} = \frac{p^2 + 2\xi_1 \omega_1 p + \omega_1^2}{p^2 + 2\xi_2 \omega_1 p + \omega_1^2}, \quad (1-249)$$

$$\xi_1 = \frac{V}{\sqrt{V^2 + U^2}};$$

$$\omega_1 = \sqrt{V^2 + U^2}; \quad \xi_2 > \xi_1, \quad (1-250)$$

где $V \pm jU$ — комплексно-сопряженные корни знаменателя, определяемые по корневому годографу (рис. 1-236). При этом происходит компенсация трехчлена с комплексными корнями знаменателя в передаточной функции замкнутой системы и замена его другим трехчленом с большим демпфированием. Вследствие этого без потери конечного быстродействия происходит компенсация колебательности, обусловленной комплексными корнями замкнутой системы регулирования. Система регулирования строится, как обычная система подчиненного регулирования на аналоговых элементах.

Рассмотрим подробнее структуру регулятора частоты вращения и входного фильтра.

Регулятор частоты вращения может быть получен с помощью двух последовательно включенных операционных усилителей, на каждом из которых реализуется пропорционально-интегральная передаточная функция. Однако в такой структуре возникают трудности в организации узла ограничения выходного напряжения, так как в режиме ограничения должно наступить

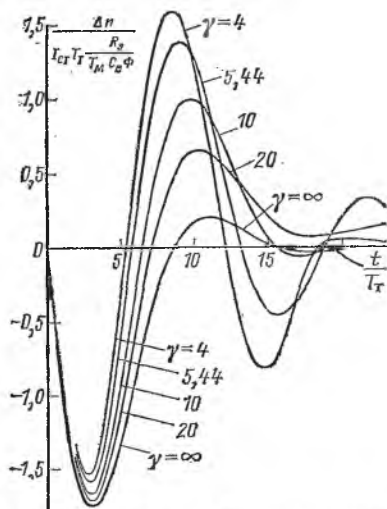


Рис. 1-235. Переходные характеристики частоты вращения замкнутой системы регулирования при ступенчатом возмущающем воздействии.

ем величины γ . Эти же характеристики переходного процесса отражает корневой годограф знаменателя передаточной функции $H_{\text{зам}}$, с, параметром которого является величина γ (рис. 1-236).

Мнимые составляющие комплексных корней в зависимости от γ меняются незначительно, в то время как действительные меняются существенно.

Выбор входного фильтра. При необходимости получения монотонного или близкого к монотонному процесса при управлении со стороны задания на входе системы регулирования должен быть включен фильтр, структура которого должна исключать перерегулирование и колебательность в переходной характеристике, свойственные трехкратноинтегрирующей системе регулирования.

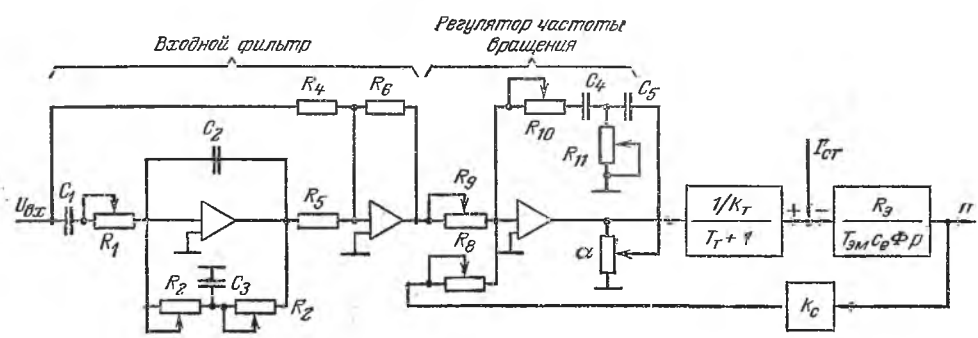


Рис. 1-237. Регулятор частоты вращения и входной фильтр.

пять ограничение выходного напряжения на обоих каскадно-включенных операционных усилителях регулятора частоты вращения.

Предпочтительной является схема регулятора частоты вращения, реализованная на одном операционном усилителе (рис. 1-237).

Передаточная функция, реализуемая на операционном усилителе рис. 1-237, равна:

$$H_{p,c} = \frac{R_{11}C_5R_{10}C_4p^2 + [R_{11}(C_4 + C_5) + R_{10}C_4]p + 1}{\alpha R_8 C_4 R_{11} C_5 p^2} \quad (1-251)$$

Если $C_5 \gg C_4$, (1-251) можно упростить

$$H_{p,c} \approx \frac{(R_{10} C_4 p + 1)(R_{11} C_5 p + 1)}{\alpha R_8 C_4 p R_{11} C_5 p} \quad (1-252)$$

В рассматриваемой структуре ограничение реализуется обычным способом, т.е. ограничением сигнала обратной связи операционного усилителя.

Из (1-248) и (1-252) следует, что значения динамических параметров структуры регулирования частоты вращения и величина γ однозначно определяют параметры регулятора частоты вращения:

$$R_{11} C_5 = \gamma T_T; \quad R_{10} C_4 = 4 T_T;$$
$$\alpha R_8 C_4 = \frac{8 T_T^2 R_9}{T_{эм} c_e \Phi} \cdot \frac{k_c}{k_T}.$$

Как известно, в двукратноинтегрирующих системах регулирования частоты вращения в режиме прерывистых токов могут иметь место автоколебания частоты вращения и соответственно якорного тока. Тем более такие колебания могут иметь место в трехкратноинтегрирующих системах регулирования, так как при этом колебательность системы регулирования в прерывистом режиме еще более возрастает. В связи с этим в структуре регулирования

должны быть предусмотрены меры, стабилизирующие работу привода в режиме прерывистого тока.

Входной фильтр. Передаточная функция входного фильтра соответствует передаточной функции заграждающего фильтра, который может быть реализован на двух операционных усилителях (рис. 1-237).

Передаточная функция, реализуемая на первом усилителе, соответствует функции полосового фильтра

$$H_{ц,\Phi} = \frac{2 R_2 C_1 p \left(\frac{R_2 C_3}{2} p + 1 \right)}{(1 + R_1 C_1 p) (1 + 2 R_2 C_2 \times p + R_2^2 C_2 C_3 p^2)}.$$

При выполнении условия $R_2 C_3 / 2 = R_1 C_1$ имеет место соотношение

$$H_{ц,\Phi} = \frac{2 R_2 C_1 p}{1 + 2 R_2 C_2 p + R_2^2 C_2 C_3 p^2}.$$

Передаточная функция заграждающего фильтра, реализуемая на двух операционных усилителях 1 и 2 (рис. 1-237), имеет вид:

$$H_{заг,\Phi} = 1 - H_{ц,\Phi}; \quad R_4 = R_5 = R_6;$$
$$H_{заг,\Phi} = \frac{R_2^2 C_2 C_3 p^2 + 2 R_2 (C_2 - C_1) p + 1}{R_2^2 C_2 C_3 p^2 + 2 R_2 C_2 p + 1}.$$

Числитель и знаменатель выражения $H_{заг,\Phi}$ имеют одну и ту же угловую частоту недемпфированных колебаний и разные значения коэффициента относительного затухания

$$\omega_1 = \frac{1}{R_2 \sqrt{C_2 C_3}}; \quad \xi_1 = \frac{C_2 - C_1}{\sqrt{C_2 C_3}};$$
$$\xi_2 = \sqrt{\frac{C_2}{C_3}}.$$

Из сопоставления следует, что $\xi_2 > \xi_1$.

Необходимо отметить, что возможны и другие настройки трехкратноинтегрирующей системы регулирования, кроме рассмотренной. Например, увеличение длины участка ЛАЧХ с наклоном 20 дБ/дек и уменьшение частоты среза по сравнению с величиной $1/2T_T$ приведет к уменьшению быстродействия системы регулирования по сравнению с рассмотренным в данной статье.

Выбор требуемых величин γ и значений частоты среза определяют требованиями технологического процесса.

Современные средства регулирования, а также способы улучшения динамики привода в зоне прерывистых токов делают возможным внедрение трехкратноинтегрирующих систем в практику электропривода.

1-46. СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Для электроприводов без высоких требований к быстродействию и точности регулирования скорости наиболее рациональным решением является система с обратной связью по напряжению двигателя. Вследствие того, что в сигнале обратной связи по напряжению присутствуют составляющие, пропорциональные току и его производной, система с обратной связью по напряжению структурно несколько сложнее, чем система с обратной связью по частоте вращения.

Система с обратной связью по напряжению из-за наличия индуктивной составляющей в сигнале обратной связи при прочих равных условиях имеет меньшее быстродействие, чем система с обратной связью по скорости. Однако в ряде практических случаев при недостаточно качественных тахогенераторах система с обратной связью по напряжению оказывается более быстродействующей, чем по скорости.

Известно несколько структур, где используется обратная связь по напряжению. Выбор варианта реализации системы с обратной связью по напряжению следует производить, исходя из конкретных требований привода.

Астатическая система регулирования напряжения двигателя. На рис. 1-238 представлена структурная схема с обратной связью по напряжению, которая применяется в тех случаях, когда необходимо стабилизировать только напряжение. Эта структура получила широкое распространение для группового электропривода, когда от одного преобразователя питаются несколько двигателей. Регулятор по напряжению принят астатическим. Токковый контур представлен в свернутом виде с постоянной времени T_T . Нагрузкой стабилизированного напряжения является якорная цепь двигателя. Параметры нагрузки учитывают тот участок якорной цепи, с которого снимается сигнал обратной связи по напряжению. Напряжение, прикладываемое к рассматриваемому участку якорной цепи, содержит три составляющие: активное и индуктивное напряжения, а также э. д. с. двигателя.

При выборе параметров регулятора напряжения пренебрегают составляющей напряжения, равной э. д. с. двигателя. Физическое обоснование такого допущения состоит в том, что при быстрых изменениях входного сигнала в первую очередь изменяются величины $R_{\text{я}} I_{\text{я}}$ и $L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt}$, т. е. ак-

тивное и индуктивное падения напряжения, а уже затем будет изменяться э. д. с. двигателя. Такое пренебрежение облегчит расчет регулятора напряжения. Возникающая при этом неточность существенно не сказывается на качестве стабилизации. При сделанных предположениях нагрузка будет представлена форсирующим звеном $R_{\text{я}}(T_{\text{я}}p+1)$.

Действие сомножителя $T_{\text{я}}p+1$ можно компенсировать инерционным звеном $1/(T_{\text{я}}p+1)$, включенным в прямой канал регулирования после регулятора напряжения.

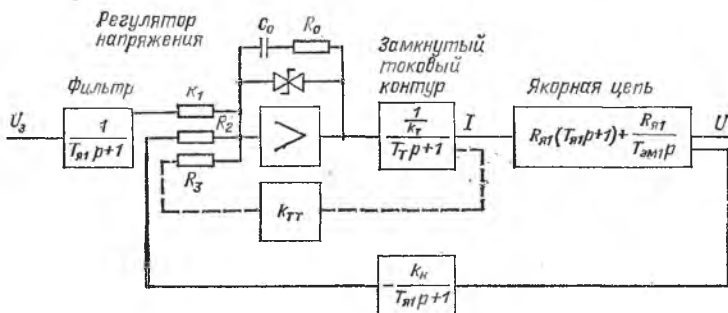


Рис. 1-238. Структурная схема системы регулирования электропривода с обратной связью по напряжению.

$R_{\text{я}}$, $T_{\text{я}}$, $T_{\text{ЭМ}}$ — сопротивления, электромагнитная и электрохимическая постоянные времени участка якорной цепи.

Однако целесообразно это звено включить в канал обратной связи по напряжению и на вход системы регулирования, что эквивалентно включению этого звена в прямой канал регулирования. Такой вариант обеспечивает фильтрацию сигнала обратной связи по напряжению. Иногда на входе фильтр не ставится, что несколько искажает переходный процесс по сравнению с расчетным.

Регулятор напряжения выбирается пропорционально-интегральным, что позволяет реализовать большой коэффициент усиления. Сопротивление R_0 выбирается из условия компенсации постоянной времени замкнутого токового контура. Емкость C_0 выбирается из условия модульного оптимума

$$C_0 R_0 = T_T; \quad \frac{C_0 R_2 k_T}{k_H R_{Я1}} = 2T_T.$$

Переходный процесс частоты вращения и якорного тока электропривода определяется динамическими параметрами участка, с которого снимается сигнал обратной связи по напряжению, а именно

$$U = \frac{U_3}{k_H (2T_T p + 1)};$$

$$n \approx \frac{U_3}{k_H (2T_T p + 1)} \times$$

$$\times \frac{1}{c_e \Phi (T_{Я1} T_{ЭМ1} p^2 + T_{ЭМ1} p + 1)} \approx$$

$$\approx \frac{U_3}{k_H c_e \Phi (T_{Я1} T_{ЭМ1} p^2 + T_{ЭМ1} p + 1)};$$

$$I \approx \frac{\frac{T_{ЭМ1}}{R_{Я1}} p U_3}{k_H (T_{Я1} T_{ЭМ1} p^2 + T_{ЭМ1} p + 1) (2T_T p + 1)}.$$

Рассмотренная структура представляет собой астатическую систему регулирования напряжения.

При легкой реализации указанной настройки обеспечивается хорошая стабилизация выпрямленного напряжения. Следует отметить, что применение в подобной структуре пропорционального регулятора напряжения из-за низкого коэффициента усиления не обеспечивает хорошего качества стабилизации напряжения.

При приложении момента сопротивления установившееся значение просадки частоты вращения:

$$\Delta n = \frac{I R_{Я1}}{c_e \Phi}.$$

Астатическая система регулирования э. д. с. двигателя. Для повышения жесткости механической характеристики электропривода в системах с обратной связью по напряжению применяют компенсацию падения напряжения в якорной цепи. Для этого на вход регулятора напряжения кро-

ме обратной связи по напряжению подается положительная обратная связь, пропорциональная якорному току. Эта связь на рис. 1-238 показана пунктиром. Условием полной компенсации активного падения напряжения является следующее соотношение:

$$\frac{k_H R_{Я1} I}{R_2} = \frac{k_{Т1} I}{R_3}.$$

В этом случае пренебрегать влиянием э. д. с. уже нельзя.

В результате выполнения при настройке этого условия рассматриваемая структура становится двукратноинтегрирующей с обратной связью по э. д. с. и фильтром, постоянная времени которого равна $T_{Я1}$. В этом случае выбор параметров регулятора э. д. с. производится в соответствии со следующими соотношениями:

$$C_0 R_0 = 4 (T_{Я1} + T_T);$$

$$C_0 R_2 = 8 (T_{Я1} + T_T)^2 \frac{k_H R_{Я1}}{k_T T_{ЭМ1}}.$$

На практике возможны и другие настройки, изложенные в § 1-44 применительно к системам с обратной связью по частоте вращения и аналогичные рассматриваемым системам.

Следует отметить, что из-за относительно большой величины $T_{Я1}$ системы с обратной связью по напряжению с токовой компенсацией по быстродействию уступают системам с обратной связью по частоте вращения. По этой причине сигнал обратной связи по напряжению желательно снимать с того участка якорной цепи, у которого электромагнитная постоянная времени меньше. Обычно сигнал обратной связи снимают с зажимов якоря, чтобы исключить индуктивности ошиновки и сглаживающих дросселей из участка цепи, с которого снимается сигнал обратной связи (рис. 1-239). Для двигателей с компенсационными обмотками сигнал обратной связи иногда целесообразнее снимать непосредственно с зажимов якоря (рис. 1-239), минуя обмотки компенсационную (KO) и добавочных полюсов ($ДП$), если

$$\frac{L_{Я}}{R_{Я}} < \frac{L_{Я} + L_{ДП} + L_{K.O}}{R_{Я} + R_{ДП} + R_{K.O}}. \quad (1-253)$$

Степень компенсации реакции якоря влияет на распределение индуктивности между якорем и компенсационной обмоткой. Если машина перекомпенсирована, то, как правило, (1-253) выполняется. Установившееся значение просадки частоты вра-

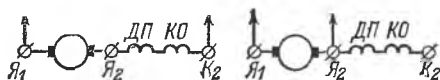


Рис. 1-239. Варианты исполнения обратной связи по напряжению.

щения при приложении момента сопротивления в рассматриваемой структуре равно нулю.

При расчете многодвигательного привода динамические параметры каждого двигателя принимаются одинаковыми. Однако на практике эти параметры различны. Так как токовая компенсация рассчитывается по общему току, то это может привести для отдельных двигателей к перекомпенсации, что вызывает колебательность в системе многодвигательного привода. По этой причине сигнал положительной обратной связи приходится ограничивать по сравнению с расчетным.

Статическая система регулирования с обратной связью по э. д. с. двигателя. Рассмотрим еще одну структуру с пропорциональным регулятором напряжения, которая получила широкое распространение в практике металлургического электропривода (рис. 1-238); емкость C_0 в регуляторе напряжения отсутствует. Хотя качество регулирования по некоторым показателям уступает системам с ПИ-регулятором напряжения и системам с обратной связью по скорости, широкое распространению этой структуры способствует простота реализации, высокая надежность в эксплуатации, в том числе в электроприводах с разделным управлением, возможность реализации токоограничения, когда оно является основным требованием к системе регулирования.

Возможны разные варианты реализации системы регулирования с П-регулятором и обратной связью по напряжению [1-19]. Один из распространенных вариантов представлен с обратной связью по э. д. с. двигателя. Для его реализации в канал обратной связи по напряжению включают фильтр с постоянной времени, равной электромагнитной постоянной времени участка якорной цепи, с которого снимается обратная связь. Сигнал якорного тока полностью компенсирует токовую составляющую обратной связи по напряжению. В этом случае в статическом режиме имеет место обратная связь по э. д. с., а в динамическом режиме — обратная связь по э. д. с. с запаздыванием, обусловленным фильтром.

Постоянная интегрирования контура э. д. с. при настройке системы регулирования по модульному оптимуму равна:

$$B_0 = \frac{k_T T_{эм1} R_2}{k_H R_{я1} R_0} = 2T_\mu + T_{я1} + \\ + \sqrt{(2T_\mu + T_{я1})^2 + T_{я1}^2}.$$

При этом эквивалентная малая постоянная времени контура э. д. с. равна:

$$T_{м.э} = \frac{2T_\mu + \sqrt{(2T_\mu + T_{я1})^2 + T_{я1}^2}}{2}.$$

Достоинством системы с обратной связью по э. д. с. по сравнению с другими вариантами реализации обратной связи по напряжению является принципиальная возможность настройки системы регулирования с коэффициентом усиления, превышающим расчетный по модульному оптимуму. Хотя в этом случае колебательность системы возрастает, статические провалы частоты вращения при набросе нагрузки уменьшаются по сравнению со случаем модульного оптимума.

Статическая провал частоты вращения при набросе нагрузки в этой структуре будет:

$$\Delta n = I_{ст} \frac{R_B B}{c_e \Phi T_{эм}}.$$

Следует отметить, что в электроприводе находят применение и одноконтурные системы регулирования напряжения. Динамика одноконтурных систем в некоторых случаях лучше, чем в двухконтурных. Однако в таких структурах трудно реализуется режим токоограничения, что препятствует широкому их распространению.

1-47. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРАТОР — ДВИГАТЕЛЬ

Структура подчиненного регулирования электроприводов системы генератор — двигатель (Г—Д) постоянного тока определяется требованиями к электроприводу и составом электрооборудования.

Здесь рассматриваются только системы Г—Д с нерегулируемым возбуждением двигателя. Системы управления возбуждением двигателя изложены в § 1-51.

В зависимости от количества подлежащих ограничению регулируемых координат, требований к жесткости механических характеристик и наличия электрооборудования выбирают конкретно ту или иную структуру. Методика расчета настройки регуляторов приводится в предположении отсутствия реакции якоря двигателя и генератора и отсутствия влияния э. д. с. двигателя на динамику токового контура. Поэтому расчеты настройки, произведенные по этой методике, должны быть уточнены в процессе наладки.

Во всех рассматриваемых схемах с обратной связью по напряжению условия оптимизации приведены по модульному оптимуму для частоты вращения двигателя, что нашло отражение в расчетных структурах.

В настоящее время система Г—Д имеет ограниченное применение в связи с массовым внедрением тиристорных преобразователей и применяется в основном на обжимных прокатных станах.

Ниже приводятся наиболее употребительные схемы управления системой Г—Д.

1. Двухконтурная схема регулирования частоты вращения двигателя (рис. 1-240, а)

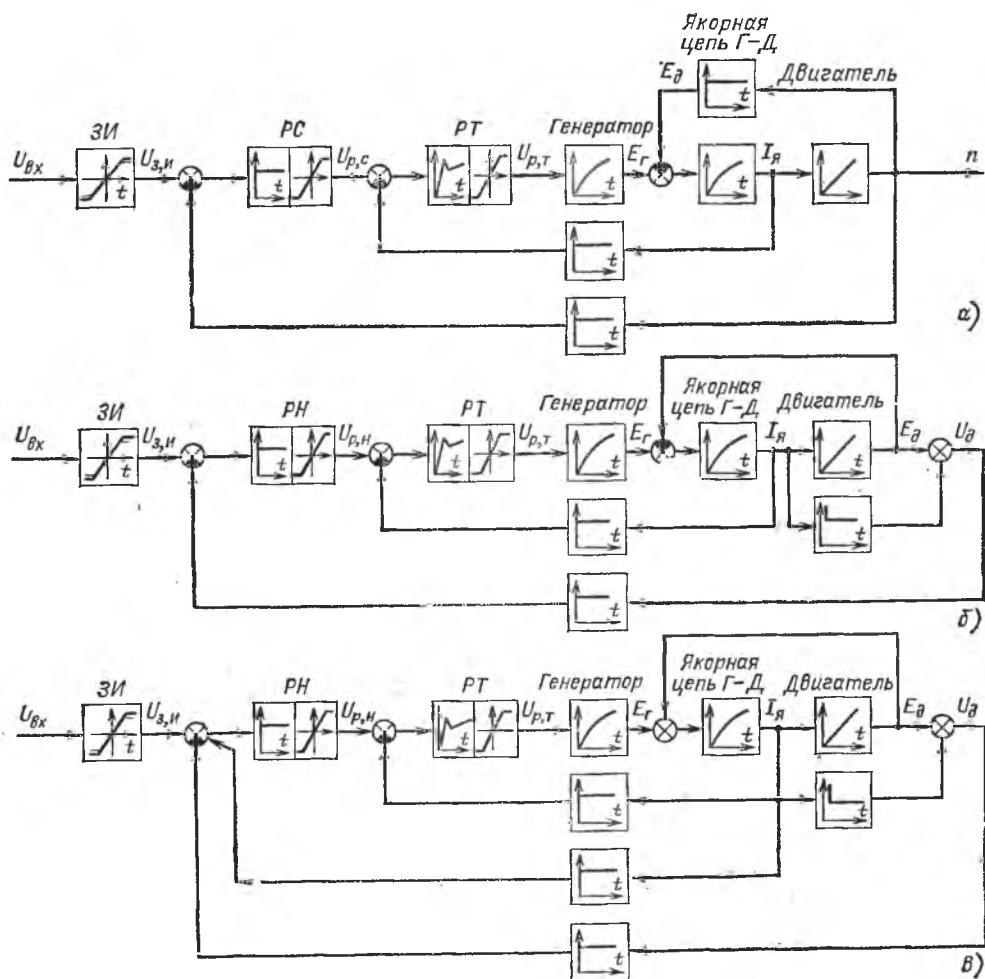


Рис. 1-240. Функциональные схемы двухконтурного регулирования Г—Д.

а — с обратной связью по частоте вращения двигателя; б — с обратной связью по напряжению двигателя; в — с обратной связью по э. д. с. двигателя; ЗИ — задатчик интенсивности; РС — регулятор частоты вращения; РН — регулятор напряжения; РТ — регулятор тока.

содержит два контура регулирования с соответствующими регуляторами: контур тока и контур частоты вращения, регулятор тока ПИД (пропорционально-интегрально-дифференциальный), регулятор частоты вращения (пропорциональный). Если качество тахогенератора высокое (низкий уровень пульсаций), то схема выполняется, как указано на рис. 1-240, а. Если уровень пульсаций высок, на выходе тахогенератора ставится фильтр. Расчетная структура приведена на рис. 1-241, а.

В состав суммарной некомпенсированной малой постоянной времени T_{μ} входит сумма постоянных времени всех датчиков и усилителей токового контура, постоянная времени фильтра тиристорного возбудителя и составляющая T_{r2} , обусловленная

действием потока рассеивания и эффекта вихревых токов, т. е.

$$T_{\mu} = \Sigma T_{\mu i} + T_{r2}.$$

Как показал опыт наладки, значение T_{μ} в системах Г—Д превышает 0,02 с.

Из условия настройки контуров тока и частоты вращения по модульному оптимуму для структуры рис. 1-241, а следует

$$B_1 = 2T_{\mu}; \quad B_2 = 4T_{\mu};$$

$$k_{p,c} = \frac{T_{\Sigma} k_T}{R_o k_c B_2}.$$

Установившееся значение снижения частоты вращения при ступенчатом прило-

жении статической нагрузки $I_{ст}$

$$\Delta n = I_{ст} \frac{4T_{\mu} R_{\phi}}{T_{эм} c_{\phi} \Phi}.$$

Для тахогенератора с фильтром

$$B_1 = 2T_{\mu};$$

$$B_2 = 2T_{\mu} + T_{\phi} + \sqrt{(2T_{\mu} + T_{\phi})^2 + T_{\phi}^2} \approx \approx 2(2T_{\mu} + T_{\phi});$$

$$k_{p,c} = \frac{T_{эм} k_{\tau}}{R_{\phi} k_c B_2}.$$

Установившееся значение снижения частоты вращения при ступенчатом приложении статической нагрузки $I_{ст}$

$$\Delta n = I_{ст} \frac{R_{\phi} B_2}{T_{эм} c_{\phi} \Phi}.$$

Эквивалентная малая постоянная времени контура частоты вращения

$$T_{\mu,c} = \frac{B_2 - T_{\phi}}{2}.$$

2. Вариант двухконтурной системы регулирования частоты вращения двигателя (рис. 1-240, б) содержит два регулятора: регулятор тока и регулятор напряжений. Регулятор тока PT выполнен ПИД-регулятором, регулятор напряжения PH — П-регулятором. Схема содержит на входе регулятора напряжения задатчик интенсивности $ЗИ$. Данная схема применяется при отсутствии жестких требований к уровню поддержания частоты вращения двигателя. Расчетная структурная схема представлена на рис. 1-241, б. На этом рисунке T_1 и T_2 — условные постоянные времени, с по-

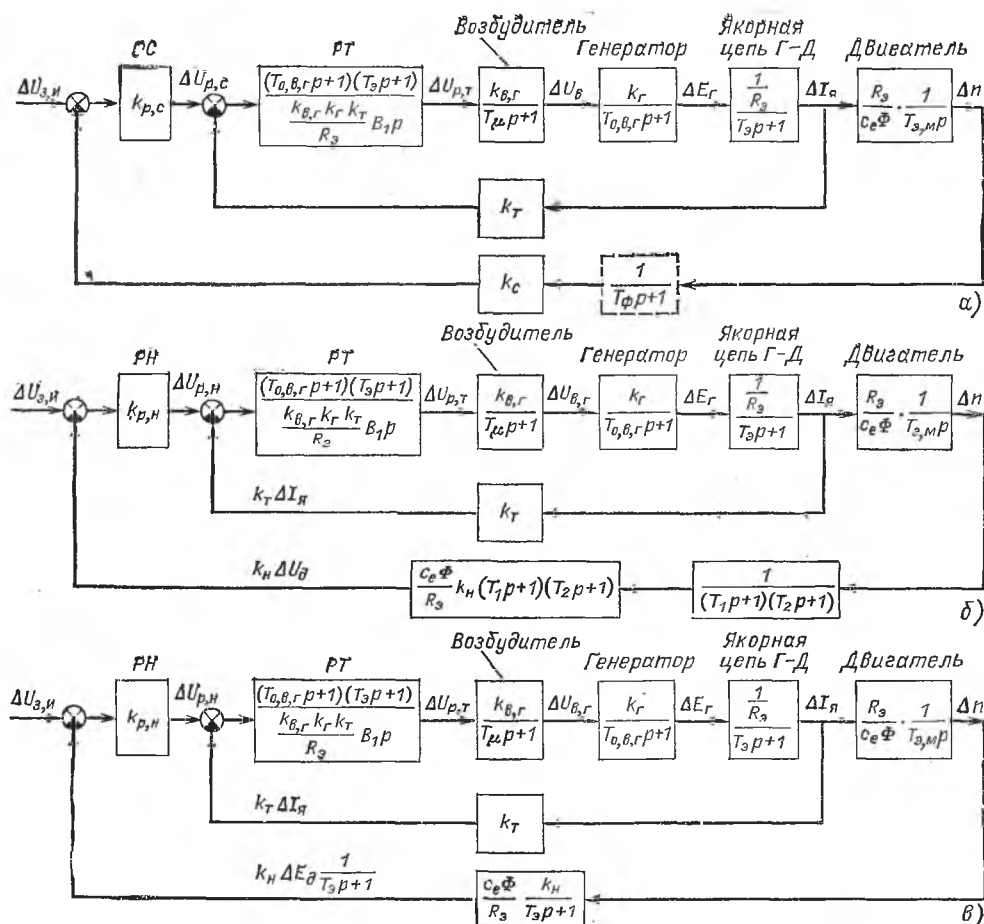


Рис. 1-241. Расчетные структуры двухконтурного регулирования системы Г—Д.

а — с обратной связью по частоте вращения двигателя; б — с обратной связью по напряжению двигателя; в — с обратной связью по э. д. с. двигателя; РС — регулятор частоты вращения; РН — регулятор напряжения; РТ — регулятор тока.

мощью которых преобразуется передаточная функция обратной связи по напряжению в расчетную структуру с обратной связью по частоте вращения двигателя

$$T_1 = \frac{R_{я,д}}{2R_9} T_{эм} + \sqrt{\left(\frac{R_{я,д}}{2R_9} T_{эм}\right)^2 - \frac{R_{я,д}}{R_9} T_{эм} T_{я,д}};$$

$$T_2 = \frac{R_{я,д}}{2R_9} T_{эм} - \sqrt{\left(\frac{R_{я,д}}{2R_9} T_{эм}\right)^2 - \frac{R_{я,д}}{R_9} T_{эм} T_{я,д}},$$

где $R_{я,д}$ — сопротивление якорной цепи двигателя; $T_{я,д} = L_{я,д}/R_{я,д}$ — постоянная времени якорной цепи двигателя; $L_{я,д}$ — индуктивность якорной цепи двигателя;

$$k_{p,я} = \frac{T_{эм} k_T}{R_9 k_H B_2}.$$

Величины B_1 и B_2 выбираются из условия настройки контура по модульному оптимуму

$$B_1 = 2T_\mu;$$

$$B_2 = 2T_\mu - (T_1 + T_2) + \sqrt{(2T_\mu - T_1 - T_2)^2 - (T_1^2 + T_2^2)} =$$

$$= 2T_\mu - \frac{R_{я,д}}{R_9} T_{эм} + \sqrt{\left(2T_\mu - \frac{R_{я,д}}{R_9} T_{эм}\right)^2 - \left(\frac{R_{я,д}}{R_9} T_{эм}\right)^2 + 2 \frac{R_{я,д}}{R_9} T_{эм} T_{я,д}}.$$

Если параметры электропривода таковы, что B_2 оказывается комплексным числом, то это означает, что невозможно настроить частоту вращения двигателя по модульному оптимуму. Фактическое демпфирование частоты вращения будет превышать $\sqrt{2}/2$. Система регулирования будет замедленной. В этом случае целесообразна компенсация постоянных времени T_1 и T_2 , для чего в цепь обратной связи вводятся два корректирующих звена [1-25] с передаточными функциями $\frac{1}{T_{1p} + 1}$ и $\frac{1}{T_{2p} + 1}$ (рис. 1-241, б).

При этом контур частоты вращения может быть настроен по модульному оптимуму

$$B_1 = 2T_\mu; \quad B_2 = 4T_\mu.$$

Установившееся значение просадки частоты вращения для рассматриваемого варианта равно:

$$\Delta n = I_{ст} \frac{R_{я}}{c_e \Phi} + I_{ст} \frac{R_2 B_2}{T_{эм} c_e \Phi}.$$

3. Для повышения жесткости механических характеристик электропривода в системах с обратной связью по напряжению применяется компенсация падения напряжения в якорной цепи. Для этого на вход регулятора напряжения кроме обратной связи по напряжению подается положительная обратная связь, пропорциональная току (рис. 1-240, в).

Как и в предыдущей схеме, регулятор тока РТ выполнен пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД), компенсирующим постоянную времени обмотки возбуждения генератора $T_{о,в,г}$ и электромагнитную постоянную времени якорной цепи $T_я$. Расчетная структура представлена на рис. 1-241, в с фильтром. Постоянная времени фильтра определяется как электромагнитная постоянная времени $T_{п1}$ участка якорной цепи, с которого снимается обратная связь по напряжению (см. § 1-46).

Для данной структуры

$$B_1 = 2T_\mu;$$

$$B_2 = 2T_\mu + T_{п1} + \sqrt{(2T_\mu + T_{п1})^2 + T_{я1}^2};$$

$$k_{p,н} = \frac{k_T T_{эм1}}{k_H R_{я1} B_2}.$$

Статическая просадка частоты вращения при ступенчатом приложении нагрузки

$$\Delta n = I_{ст} \frac{R_9 B_2}{T_{эм} c_e \Phi}.$$

4. Трехконтурная система регулирования частоты вращения двигателя в исполнении, представленном на рис. 1-242, содержит контуры напряжения, тока и частоты вращения. В схеме контролируются три параметра: напряжение генератора, якорный ток и частота вращения двигателя.

Регулятор напряжения выполнен пропорционально-интегральным (ПИ) и компенсирует постоянную времени обмотки возбуждения генератора. Постоянная времени, обусловленная рассеянием и контурами вихревых токов, входит в величину суммарной некомпенсированной малой постоянной времени контура напряжения.

Регулятор тока — ПИ-регулятор компенсирует электромагнитную постоянную времени якорной цепи. Регулятор частоты вращения пропорциональный.

В расчетной структуре, представленной на рис. 1-243, в сигнале обратной связи по напряжению отсутствует составляющая, равная приращению э. д. с. двигателя. При этом допущении расчетная схема упрощается без существенной потери точности расчета, так как э. д. с. двигателя изменяется значительно медленнее, чем падение напряжения в якоре генератора. При этом допущении на рис. 1-243 в контуре регулирования напряжения генератора

$$T = \frac{T_2 R_2 - T_{я,г} R_{я,г}}{R_2 - R_{я,г}};$$

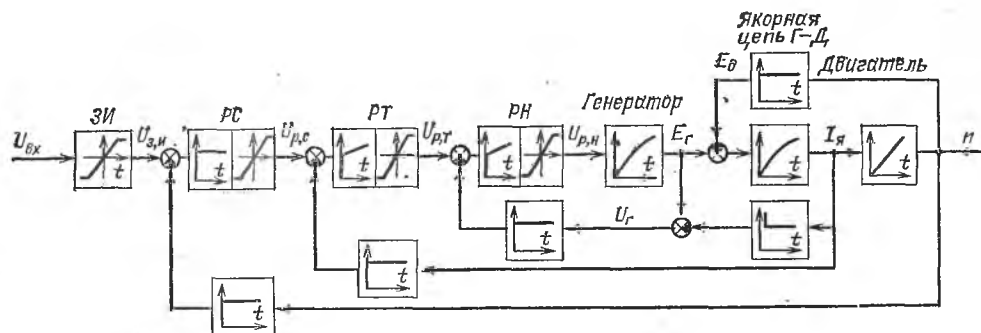


Рис. 1-242. Функциональная схема трехконтурного регулирования системы Г—Д.

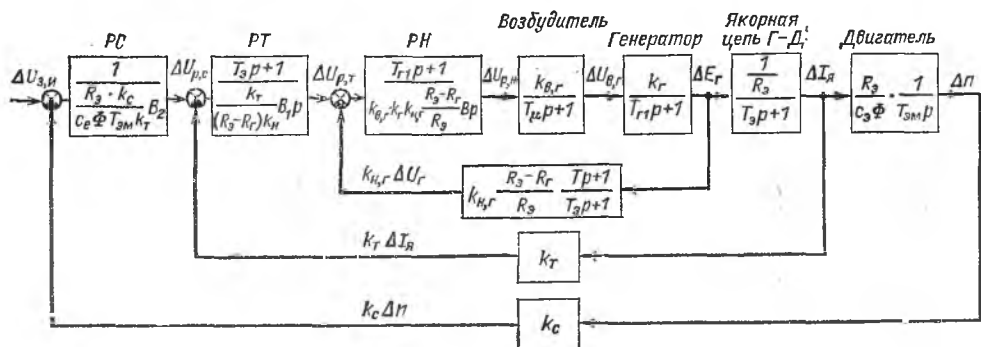


Рис. 1-243. Расчетная структура трехконтурного регулирования системы Г—Д.

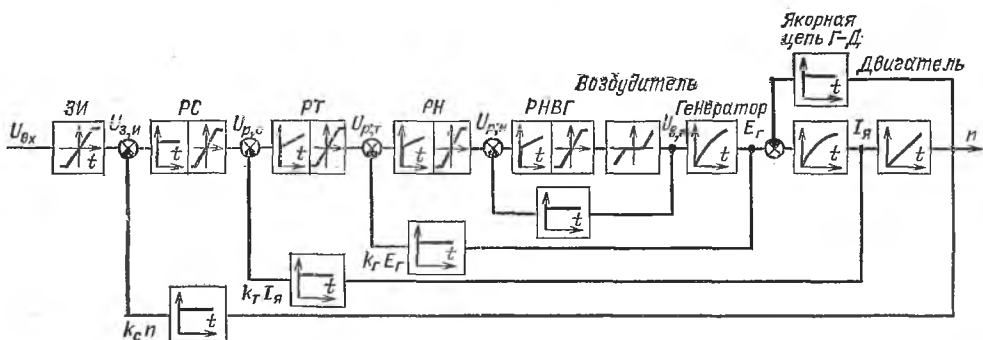


Рис. 1-244. Функциональная схема четырехконтурного регулирования системы Г—Д.

РНВГ — регулятор напряжения тиристорного возбудителя.

$$B = T_{\mu} + T_{\theta} - T +$$

$$+ \sqrt{(T_{\mu} + T_{\theta} - T)^2 + T_{\theta}^2 - T^2}.$$

Эквивалентная постоянная времени контура напряжения

$$2T_{\mu,\theta} = B - T_{\theta} + T = T_{\mu} +$$

$$+ \sqrt{(T_{\mu} + T_{\theta} - T)^2 + T_{\theta}^2 - T^2}.$$

Для контура тока якорной цепи

$$B_1 = 4T_{\mu,\theta}.$$

Для контура частоты вращения двигателя

$$B_2 = 8T_{\mu,\theta}.$$

Статическая просадка частоты вращения двигателя

$$\Delta n = I_{ст} \frac{R_2 B_2}{T_{эм} c_e \Phi}.$$

5. Четырехконтурная система регулирования в исполнении, указанном на рис. 1-244, содержит внутренний контур напряжения тиристорного возбудителя, контуры

Системы с уравнильными токами. Наличие непрерывного уравнильного тока исключает вредное действие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике, обусловленное нелинейным согласованием систем фазового управления преобразователями. По условиям надежности

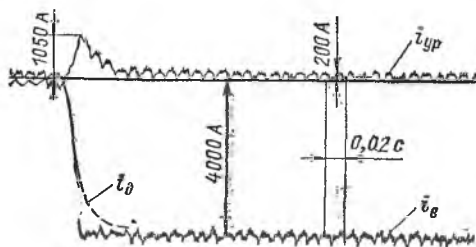


Рис. 1-246. Реакция токового контура на ступенчатый сигнал.

стоны вращения PC подается на вход регулятора тока PT группы вентилях, работающих при данном направлении тока двигателя. Ко второму регулятору тока этот сигнал не поступает благодаря разделительным диодам VD . На вход каждого регулятора подан также сигнал задания уравнильного тока. Таким образом, группа вентилях, проводящая ток двигателя, управляется сигналом, пропорциональным сумме заданных значений тока двигателя и уравнильного тока, а другая группа вентилях — только сигналом задания уравнильного тока.

При изменении напряжения на группе вентилях, проводящей ток двигателя, уравнильный ток регулируется за счет интегрирования динамической составляющей уравнильного тока регулятором группы вентилях, проводящих лишь уравнильный ток.

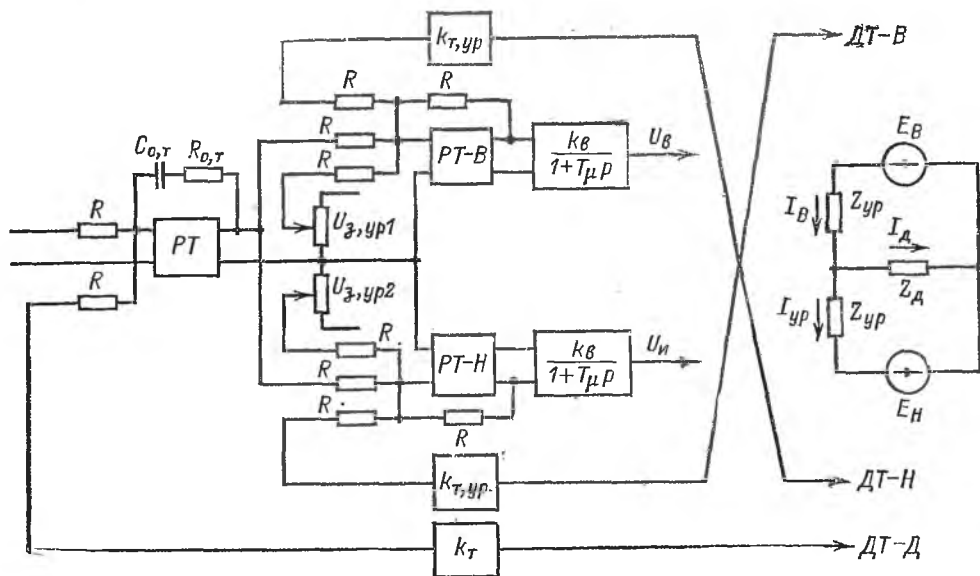


Рис. 1-247. Схема регулирования с перекрестными обратными связями.

уравнильный ток поддерживается в заданном диапазоне своего изменения с помощью регулятора, который в свою очередь оказывает влияние на динамику привода.

В электроприводе получили распространение две схемы регулирования с уравнильными токами: двухканальная схема и схема регулирования с перекрестными обратными связями.

Двухканальная схема с регулятором уравнильного тока представлена на рис. 1-245. Схема предусматривает наличие двух вторичных обмоток трансформатора, питающего группы вентилях, и имеет два канала измерения и регулирования тока. Выходное напряжение регулятора ча-

При подаче скачком задающего сигнала на вход контура тока (рис. 1-246) при возбужденном двигателе возникают: бросок уравнильного тока, вызванный форсированным изменением напряжения на группе вентилях, проводящих ток двигателя, а также установившееся значение динамической составляющей уравнильного тока, обусловленной возрастающим с постоянным темпом напряжением указанной группы вентилях.

Для уменьшения броска уравнильного тока емкость C_1 подключают параллельно разделительным диодам. При этом импульс управляющего сигнала подается на вход регулятора, поддерживающего уравнильный ток, и в результате его интегриро-

вания увеличивается напряжение на соответствующей группе вентилей.

Включая параллельно диодам сопротивление $R_{\text{в}}$, можно уменьшить общее значение уравнительного тока при переходных процессах. Контур уравнительного тока оказывает демпфирующее действие на переходный процесс тока двигателя и тока

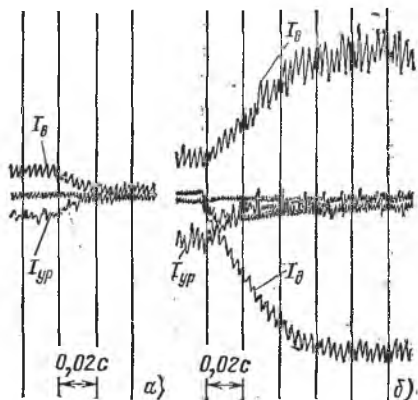


Рис. 1-248. Осциллограмма токового контура системы регулирования с перекрестными связями.

а — реакция на ступенчатое изменение задания на уравнительный ток; б — реакция на ступенчатое изменение задания на ток двигателя.

группы вентилей, проводящих этот ток. Подробный анализ рассматриваемой структуры дан в [1-19].

Схема регулирования с перекрестными обратными связями (рис. 1-247) является еще одной разновидностью системы регулирования, где автоматически поддерживается заданный уравнительный ток на холостом ходу привода. В схеме имеются пропорциональные регуляторы уравнительного тока $PT-B$ и $PT-H$ и пропорционально-интегральный регулятор тока двигателя PT . На регулятор уравнительного тока, управляющий одной группой вентилей, подается задание на уравнительный ток $U_{\text{в, ур}}$ и обратная связь по току, протекающему через другую группу вентилей. При появлении сигнала на входе регулятора тока двигателя PT обратная связь по току группы вентилей, пропускающей ток двигателя, запирает группу вентилей, пропускающую уравнительный ток. Таким образом, при наличии тока двигателя уравнительный ток отсутствует.

На рис. 1-248 приведена осциллограмма переходного процесса контура тока на приводе легучих ножниц 40 мм стана 2000 Новолипецкого металлургического завода. Из осциллограммы видно, что динамика уравнительного тока практически совпадает с динамикой тока двигателя, уравнильный ток становится равным ну-

лю, когда ток двигателя достигает двойного начального значения.

Благоприятная динамика уравнительного тока позволила использовать данную схему для варианта исполнения силовой части реверсивного тиристорного преобразователя, когда обе группы вентилей питаются от общей сети переменного тока.

При использовании данной структуры следует иметь в виду, что с ростом коэффициента усиления KTV по контуру уравнительного тока растет колебательность контура тока двигателя, что накладывает определенные ограничения на быстродействие контура тока. Переходные процессы с данной системой регулирования и рекомендации по настройкам рассмотрены в [1-19].

Сравнивая данную схему с двухканальной схемой регулирования уравнительного тока, ранее рассмотренной, следует отметить, что двухканальная схема проще в реализации, в наладке и имеет лучшие динамические показатели.

Системы с раздельным управлением. При раздельном управлении реверсивным преобразователем управляющие импульсы подаются только на один из преобразователей, который проводит ток нагрузки. На втором преобразователе импульсы блокированы. При подаче входного сигнала, изменяющего направление тока нагрузки, блокируются импульсы работавшей группы и подаются на другую группу. Системы с раздельным управлением обладают тремя характерными особенностями, оказывающими существенное влияние на динамику привода:

1) регулировочные характеристики преобразователя обладают зоной нечувствительности при переходе с преобразователя одного направления на другой преобразователь;

2) наличие аппаратной бестоковой паузы Δt между моментом снятия импульсов с одной группы и подачи их на другую;

3) возможен режим прерывистого тока, при котором динамические параметры токового контура существенно изменяются.

Для нереверсивных приводов также характерны первая и третья особенности. В электроприводе до сих пор еще применяют системы регулирования с совместным управлением без уравнительных токов. Подавление уравнительных токов достигается в них за счет нелинейного согласования систем фазового управления. Очевидно, что и для этого класса приводов характерны первая и третья особенности, перечисленные для систем с раздельным управлением.

Для уменьшения влияния этих особенностей с целью приблизить качество регулирования этих систем к системам регулирования с уравнительными токами разработаны различные усовершенствованные структуры токового контура. Рассмотрение этих структур дано в следующих параграфах. Здесь же будут рассмотрены влияния этих особенностей на обычную структуру токового контура с ПИ-регулятором тока,

у которого постоянная времени упреждающей части регулятора равна по значению электромагнитной постоянной времени якорной цепи.

Влияние зоны нечувствительности регулировочной характеристики. Для реверсивных преобразователей фазировка вентильных групп обоих направлений устанавли-

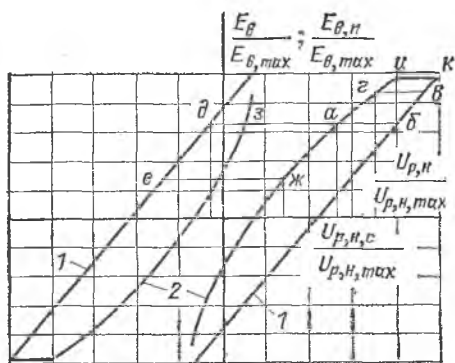


Рис. 1-249. Регулировочные характеристики вентильного преобразователя для режима непрерывного и прерывистого тока.

E_v — э. д. с. преобразователя (выпрямителя) при непрерывном токе; $E_{в, п}$ — э. д. с. преобразователя в прерывистом режиме при идеальном холостом ходе; $E_{в, max}$ — максимально возможное среднее значение э. д. с. преобразователя в режиме непрерывного тока ($\alpha=0$); $U_{р, н}$ — напряжение на входе системы фазового управления; $U_{р, н, max}$ — то же при $\alpha=0$; $U_{р, н, с}$ — то же при $\alpha=90^\circ$.

ливается таким образом, чтобы выполнялось соотношение $\alpha_0 > 90^\circ$ и $\alpha_v + \alpha_n > 180^\circ$, где α_0 — начальная фазировка, α_v и α_n — соответственно углы управления выпрямителем и инвертором, так что напряжение инвертора всегда превышает напряжение выпрямителя. Обычно $\alpha_0 = 120^\circ$.

На рис. 1-249 приведена регулировочная характеристика привода, имеющего начальную раздвижку $\alpha_0 > 90^\circ$. Зависимость 1 соответствует режиму непрерывного тока, зависимость 2 — режиму прерывистого то-

ка при идеальном холостом ходе привода. В простейшем случае при отсутствии режима прерывистых токов и арккосинусоидальном законе изменения угла регулирования регулировочная характеристика имеет вид петли с одинаковой шириной, определяемой только начальной фазировкой. Особенности регулировочной характеристики в режиме прерывистого тока будут рассмотрены ниже. Зона нечувствительности оказывает существенное влияние на динамику привода. На приводах, работающих в режиме токоограничения, наличие зоны нечувствительности приводит к замедлению переходных процессов, например, на рольгангах или нажимных устройствах.

В то же время на приводах, динамический ток которых формируется с помощью задатчика интенсивности, имеют место всплески динамического тока, доходящие иногда до заданного токоограничения и сопровождающиеся повышенной скоростью нарастания тока. Такие всплески динамического тока при инвертировании могут быть причиной опрокидывания инвертора. Системы со значительной зоной нечувствительности в случае их применения должны преимущественно использоваться на механизмах, допускающих пуск и торможение в режиме токоограничения.

Для улучшения статических и динамических характеристик при наличии зоны нечувствительности применяют специальные структуры токового контура (см. § 1-49).

Приведем основные соотношения, характеризующие динамику привода. Структурная схема привода приведена на рис. 1-250. В режиме токоограничения на вход ПИ-регулятора тока с передаточной функцией

$$\frac{1 + p T_0}{pA} \quad (T_0 = R_{0, T} C; \quad A = R_1 C_1)$$

подается ступенчатый сигнал.

При наличии зоны нечувствительности U_n в регулировочной характеристике возможны три случая:

- 1) $U_0 T_0 / A > U_n$; 2) $U_0 T_0 / A = U_n$;
- 3) $U_0 T_0 / A < U_n$.

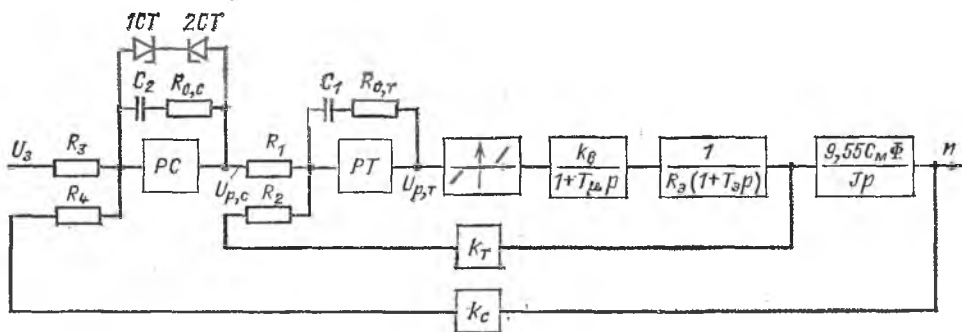


Рис. 1-250. Структурная схема системы регулирования с зоной нечувствительности (в режиме пропорционального регулятора частоты вращения емкость C_2 шунтируется).

Рассмотрим первый случай, когда напряжение на выходе регулятора тока в момент приложения на входе напряжения U_0 превышает зону нечувствительности U_n . Это означает, что система сразу замыкается, однако часть ступенчатого сигнала, прикладываемого к токовому контуру, тратит-

ленной. Система замкнется только через время $t_{\text{зап}}$, за которое на выходе ПИ-регулятора тока накопится сигнал, компенсирующий зону нечувствительности. Время задержки (запаздывания) равно:

$$t_{\text{зап}} = A \frac{U_n}{U_0} - T_3.$$

После момента $t_{\text{зап}}$ ток будет изменяться под действием сигнала $U_1(t) = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right)$.

Изложенные соотношения для $U_1(t)$ объясняют причину затягивания переходного процесса. Суть этой причины состоит в том, что из ступенчатого входного сигнала «вырывается» часть сигнала для преодоления зоны нечувствительности.

Характер переходного процесса для тока под действием сигнала $U_1(t)$ приведен на рис. 1-251.

Рассмотрим второй типовой случай, когда имеет место управление от линейного входного сигнала at , подаваемого на вход регулятора частоты вращения.

При пуске или торможении двигателя якорный ток не появится до тех пор, пока не будет пройдена зона нечувствительности. Время задержки для системы с П-регулятором частоты вращения является корнем уравнения

$$at_{\text{зап}} \frac{R_{0,c}}{R_3} \frac{T_3}{A} + \frac{1}{2} at_{\text{зап}}^2 \frac{R_{0,c}}{R_3} \frac{1}{A} = U_n,$$

из которого следует:

$$t_{\text{зап}} = T_3 \left(\sqrt{1 + 2 \frac{U_n R_4 A}{\alpha R_{0,c} T_3^2}} - 1 \right).$$

Аналогично предыдущему рассуждению изменение якорного тока и частоты вращения с момента $t_{\text{зап}}$ происходит под действием двух сигналов:

$$\text{экспоненциальный } U_1(t) = at_{\text{зап}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right);$$

линейного $U_2(t) = at$.

Наличие экспоненциальной составляющей $U_1(t)$ является причиной перерегулирования якорного тока.

На рис. 1-252 приведена осциллограмма, иллюстрирующая влияние зоны нечувствительности на перерегулирование якорного тока при линейном входном сигнале на главном приводе чистовой клетки стана 2000 НЛМЗ.

При начальном угле $\alpha_0 = 150^\circ$ и темпе задатчика интенсивности, соответствующем динамическому току 4 кА, пик тока при пуске достигает 10 кА. При $\alpha_0 = 105^\circ$ при том же темпе задатчика перерегулирование значительно уменьшается.

Аналогичная физическая картина имеет место при ПИ-регуляторе частоты вращения, но аналитические соотношения несколько усложняются [1-19].

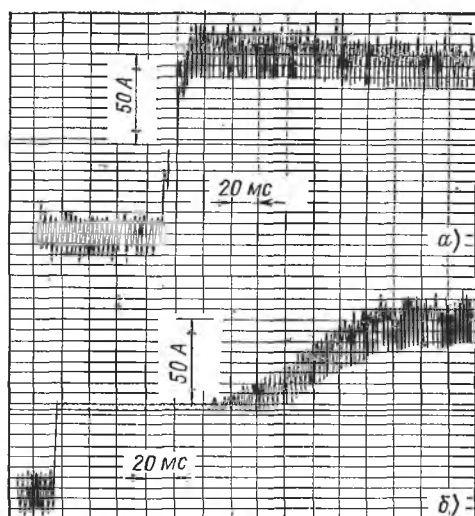


Рис. 1-251. Осциллограмма переходного процесса непрерывного тока.

а — при $\alpha_0 = 90^\circ$; б — при $\alpha_0 = 150^\circ$.

ся на преодоление указанной зоны, вследствие чего происходит затягивание процесса нарастания тока. Часть сигнала $U_2(p)$, преодолевающая зону нечувствительности, равна:

$$\frac{U_n p A}{p(1 + pT_3)}.$$

Следовательно, ток нарастает под действием сигнала

$$U_1(t) = U_0 - \frac{U_n A}{T_3} e^{-\frac{t}{T_3}}.$$

Второй случай соотношения параметров ($U_0 T_3 / A = U_n$) является предельным для первого случая и характерен тем, что весь форсировочный бросок напряжения тратится на преодоление зоны нечувствительности. Нарастание тока происходит под действием экспоненциального сигнала

$$U_1(t) = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right).$$

В третьем случае, когда $U_0 T_3 / A < U_n$, при приложении ступенчатого сигнала система не замыкается, так как часть зоны нечувствительности оказывается непреодо-

Приведем основные выводы, характеризующие переходные процессы при наличии зоны нечувствительности для ПИ-регулятора частоты вращения по сравнению с системой без зоны нечувствительности [1-19].

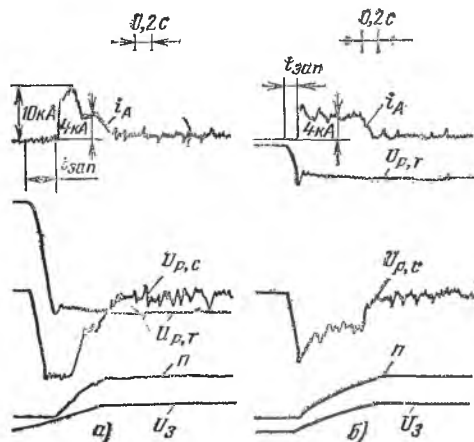


Рис. 1-252. Осциллограмма пуска двигателя при разных углах согласования вентильных групп.

а — 150°; б — 105°.

При ступенчатом входном сигнале, не выводящем привод в режим токоограничения (рис. 1-250):

1) переходный процесс затягивается как за счет пауз, возникающих при прохождении зоны нечувствительности, так и за счет увеличения продолжительности каждого колебания якорного тока;

2) время каждой последующей паузы тока, связанное с очередным прохождением зоны нечувствительности, больше предыдущего, так как перерегулирование по частоте вращения соответственно уменьшается;

3) уменьшается максимальное значение тока в переходном процессе.

При линейном входном сигнале для системы с ПИ-регулятором частоты вращения (рис. 1-250):

1) система замыкается с запаздыванием;

2) возрастает перерегулирование якорного тока;

3) возрастает динамическая ошибка в кривой частоты вращения привода.

Подробный анализ динамики с ПИ-регуляторами частоты вращения приведен в [1-19].

Для неререверсивного привода режим разгона осуществляется аналогично рассмотренному для реверсивного привода. В то же время режим торможения неререверсивного привода принципиально отличается от рассмотренного, если торможение при-

вода происходит под действием малого момента холостого хода, так как система регулирования оказывается разомкнутой.

Процесс изменения частоты вращения и соответственно э. д. с. двигателя оказывается независимым от процесса изменения напряжения на выходе регулятора тока и соответственно напряжения преобразователя. Система замыкается тогда, когда э. д. с. двигателя станет равной напряжению преобразователя. Это значение э. д. с. оказывается меньшим, чем уровень задания. Поэтому после замыкания системы имеет место всплеск якорного тока большой величины, вредный для привода. По этой причине желательно принимать меры, исключающие эти броски якорного тока (см. § 1-49).

Влияние аппаратной бестоковой паузы. В течение времени бестоковой паузы оказывается разомкнутым прямой канал регулирования токового контура и, следовательно, обратная связь по току равна нулю. За этот промежуток времени происходит накопление сигналов в интеграторах составляющих регуляторов тока и частоты вращения, в то время как сигналы обратных связей по току и частоте вращения не меняются. После подачи импульсов на очередную группу преобразователя накопленные сигналы в интеграторах вызовут свободный переходный процесс, который наложится на процесс, обусловленный действием входного сигнала. В дальнейшем предполагается, что начальный угол $\alpha_0 = 90^\circ$. Это соответствует наиболее тяжелому случаю влияния бестоковой паузы. Якорный ток считаем непрерывным.

При работе привода в режиме токоограничения сигнал на выходе регулятора тока за время Δt изменится на $U_0 \Delta t / A$ (A — постоянная времени интегрирования регулятора тока). Действие этого сигнала эквивалентно действию сигнала $U_1(p)$, приложенного ко входу токового контура:

$$U_1(p) = \frac{U_0 \Delta t}{1 + T_\theta p} = \frac{U_0 \Delta t}{T_\theta} e^{-\frac{t}{T_\theta}}.$$

Под действием сигнала $U_1(t)$ в токовом контуре возникает дополнительная составляющая, накладывающаяся на основной процесс. Чем более быстродействующей выполнена настройка токового контура, тем большее влияние оказывает составляющая $U_1(t)$. Ее влияние также возрастает при уменьшении электромагнитной постоянной времени якорной цепи. Следует заметить, что за счет раздвижки регулировочных характеристик можно несколько компенсировать влияние накопления сигнала в интеграторе регулятора тока.

В системах регулирования, замкнутых по частоте вращения, дополнительный переходный процесс обусловлен сигналом, накопленным в интеграторах регуляторов тока и частоты вращения. Большее влияние оказывает сигнал, накопленный в регуляторе тока.

На рис. 1-253 и 1-254 приведены переходные процессы системы, замкнутой по частоте вращения и настроенной по симметричному оптимуму.

Влияние аппаратной паузы еще более возрастает при наличии внутреннего контура напряжения.

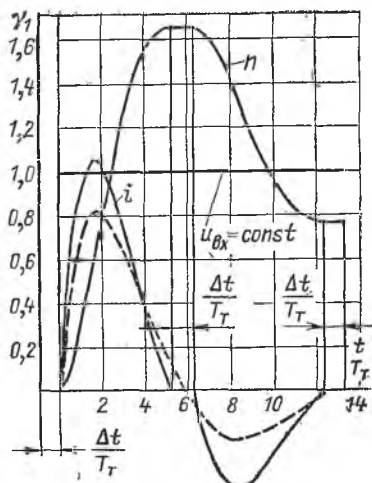


Рис. 1-253. Переходные процессы при приложении ступенчатого сигнала к системе регулирования.

Пунктиром показана кривая тока без учета времени переключения $\gamma_1 = \frac{n(t)}{n_y}$.

$$\gamma_1 = \frac{i(t)}{U_{BX} \frac{R_0}{R_3} \frac{J}{955 c_M \Phi 2 T_T k_c}}$$

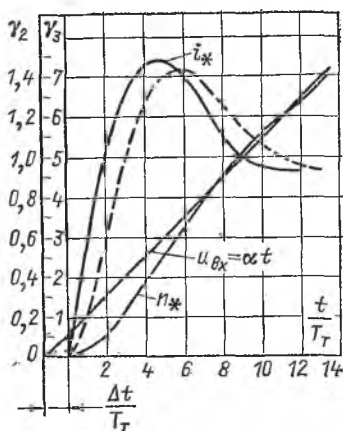


Рис. 1-254. Переходные процессы при приложении линейного сигнала к системе регулирования.

Пунктиром показана кривая переходного процесса для тока без учета времени переключения

$$\gamma_2 = \frac{n(t) k_c R_3}{\alpha 2 T_T R_4 k_T}, \quad \gamma_3 = \frac{i(t) k_c R_3 c_M \Phi 9,55}{\alpha R_4 J}$$

Ввиду того что время бестоковой паузы может явиться источником дополнительного перерегулирования тока якоря, на практике стараются эту величину снизить до минимума, при котором обеспечивается надежная работа преобразователя. На современных приводах эта величина достигает 5 мс. На серийных приводах, изготовляемых электропромышленностью, в прямом канале регулирования между регуляторами частоты вращения и тока иногда устанавливается безынерционный ключ, разрывающий прямой канал регулирования на время аппаратной паузы.

Режим прерывистого тока. В этом режиме динамические параметры якорной цепи сильно изменяются, что отражается на динамике привода; омическим сопротивлением якорной цепи обычно пренебрегают и считают, что якорный ток при прочих равных условиях ограничивается только индуктивностью якорной цепи.

Для режима прерывистого тока в шестифазной мостовой системе регулирования имеют место следующие соотношения:

$$E_{в,п} \approx E_d \approx E_{d,0} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{6} + \frac{\lambda}{2} \right); \quad (1-254)$$

$$I_d \approx \frac{E_{d,0}}{\omega L_{я,ц}} \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \frac{\lambda}{2} \right) \frac{\lambda^3}{12}; \quad (1-255)$$

$$R_{э,п} = \frac{2}{3} \frac{\pi}{\lambda^2} \omega L_{я,ц}. \quad (1-256)$$

Здесь α — угол регулирования; λ — угол проводимости, $\lambda \leq \pi/3$; $R_{э,п}$ — эквивалентное сопротивление в режиме прерывистого тока; I_d — среднее значение тока; $E_{в,п}$ — среднее значение выпрямленного напряжения.

Как известно [1-26], в режиме прерывистого тока выпрямленное напряжение при неучете омического сопротивления цепи равно э. д. с. двигателя E_d .

На рис. 1-249 представлены регулировочные характеристики привода $E_{в,п} = f(U_{BX})$ для двух крайних случаев при $\lambda = 0$ (кривая 2) и $\lambda = \pi/6$ (кривая 1), соответствующих идеальному холостому ходу привода и гранично-непрерывному режиму якорного тока.

Для определенности начальный угол регулирования $\alpha_0 = 140^\circ$, зависимость угла регулирования α от входного напряжения $U_{р,п}$ принята арксинусоидальной.

Из рис. 1-249 видно, что наклоны регулировочных характеристик, характеризующие коэффициенты усиления преобразователя $k_{в,п}$, меняются незначительно, причем, чем ближе λ к своему предельному значению $\pi/3$, тем меньше разница в изменении значения $k_{в,п}$.

На рис. 1-255 приведены внешние характеристики привода в режиме прерывистого

стого тока для шестифазного преобразователя; приняты следующие обозначения: L_d — суммарная индуктивность якоря, ошиновки и дросселя; L_T — индуктивность рассеяния обмотки трансформатора; U_{max} — максимальное напряжение, подводимое к шестифазному преобразователю; U_d — выпрямленное напряжение схемы; $U_{a,0}$ — максимальное выпрямленное напряжение в режиме непрерывного тока ($\alpha = 0$).

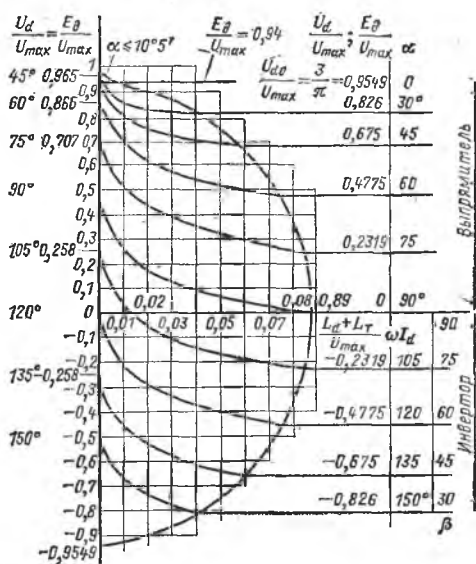


Рис. 1-255. Внешние характеристики привода в режиме прерывистого тока для шестифазного преобразователя

$$\frac{U_d}{U_{max}} = \frac{E_d}{U_{max}} = f\left(\frac{L_d + L_T}{U_{max}} \omega I_d\right).$$

Тангенс угла наклона в зависимости

$$\frac{U_d}{U_{max}} = f\left(\frac{L_d + L_T}{U_{max}} \omega I_d\right)$$

характеризует эквивалентное сопротивление якорной цепи в режиме прерывистого тока [см. (1-256)].

Оценим эквивалентное сопротивление $R_{a,п}$. Прежде всего заметим, что $R_{a,п}$ существенно зависит от λ и меняется от ∞ при $\lambda = 0$ до $6/\pi \omega L_{я,п}$ при $\lambda = \pi/3$. Таким образом, из (1-256) следует, что $R_{a,п}$ зависит от якорного тока I_d и угла регулирования α .

В режиме непрерывного тока эквивалентное сопротивление якорной цепи определяется в основном процессом коммутации якорного тока, когда якорный ток проводят два или несколько вентилей при больших токах одновременно.

В шестифазном преобразователе при пренебрежении омическим сопротивлением цепи

$$R_a \approx \frac{6\omega L_T}{2\pi} \frac{i_0}{I_d}.$$

Здесь i_0 — ток в цепи нагрузки в начале коммутации; I_d — среднее значение тока. Чем больше ток нагрузки, тем ближе отношение i_0/I_d к единице. Обычно в практике пользуются выражением

$$R_a = \frac{6\omega L_T}{2\pi} + R_a,$$

учитывающим омическую составляющую якорной цепи и не учитывающим изменение тока коммутации по сравнению со средним значением якорного тока. Величина R_a оказывает некоторое влияние на эквивалентное сопротивление в прерывистом режиме, причем, чем больше индуктивность, тем меньше влияние R_a . При $\omega L_{я,п}/R_a > 4$ для $\lambda = \pi/6$ увеличение сопротивления $R_{a,п}$ не превышает 10%.

При тщательном анализе переходных процессов динамические параметры и, в частности, R_a и $R_{a,п}$ должны вычисляться как можно точнее. Сопоставляя выражения для R_a и $R_{a,п}$, можно заметить, что $R_{a,п} \gg R_a$ при всех значениях λ . Это обстоятельство приводит к ухудшению динамических качеств системы регулирования.

В первом приближении при анализе переходных процессов можно пренебречь коэффициентом $k_{я,п}/R_{a,п}$, положив его равным нулю в режиме прерывистого тока. В этом случае в регулировочной характеристике преобразователя появляется зона нечувствительности. Такой подход дает приемлемые результаты, когда рассматривается реакция на большой сигнал задания тока, причем ширина зоны нечувствительности будет зависеть от начального значения прерывистого тока (см. рис. 1-254). Зона нечувствительности в этом случае будет оказывать влияние на режим непрерывного тока. Оценка этого влияния была приведена ранее.

В настоящее время в электроприводе существует тенденция к уменьшению индуктивности якорной цепи. Предпосылкой этому являются: улучшение качества коммутации двигателей постоянного тока, что позволяет повысить уровень пульсации, а также более надежная работа тиристорных преобразователей в аварийных режимах при малых накопителях электромагнитной энергии.

При малых индуктивностях режим прерывистого тока может доходить до значения тока двигателя $(0,5-0,6) I_{д,н}$. Уже в этом случае возникает необходимость в оценке качества регулирования непосредственно в режиме прерывистого тока.

В режиме прерывистого тока частота среза контура тока уменьшается с ростом сопротивления $R_{a,п}$. Вследствие этого пере-

ходные процессы оказываются более медленными, чем переходные процессы при непрерывном токе.

Следует заметить, что когда в процессе изменения якорного тока ток сначала является прерывистым, а потом непрерывным, ухудшение динамики будет иметь

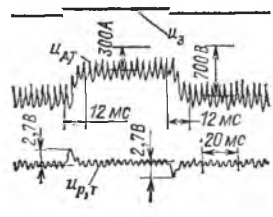


Рис. 1-256. Осциллограмма переходного процесса непрерывного тока.

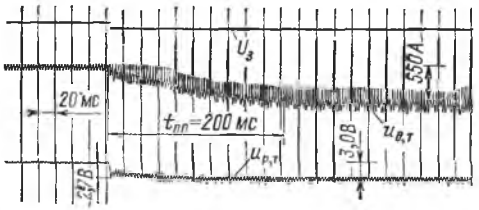


Рис. 1-257. Осциллограмма переходного процесса прерывистого тока.

место и после того момента, когда ток станет непрерывным, так как и в этом случае имеет место потеря форсировочной составляющей входного сигнала в зону прерывистого тока.

При анализе переходных процессов в прерывистом режиме не учитывается электромагнитная постоянная времени якорной цепи, так как в этом режиме это звено не оказывает демпфирующего действия при изменении среднего значения тока.

На рис. 1-256 и 1-257 приведены осциллограммы переходных процессов токового контура в режимах непрерывного и прерывистого тока для одной и той же настройки контура тока.

1-49. ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ РАБОТЫ НЕРЕВЕРСИВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ МАЛЫХ НАГРУЗКАХ

Динамические процессы в системах регулирования с нереверсивными вентильными преобразователями в значительной степени определяются нелинейностями объекта регулирования.

К основным нелинейностям следует отнести меняющиеся в функции среднего зна-

чения прерывистого тока значение эквивалентного сопротивления якорной цепи и зону нечувствительности, связанную с размыканием системы регулирования по току в моменты времени, когда э. д. с. двигателя становится больше, чем э. д. с. преобразователя. Наличие этих нелинейностей может

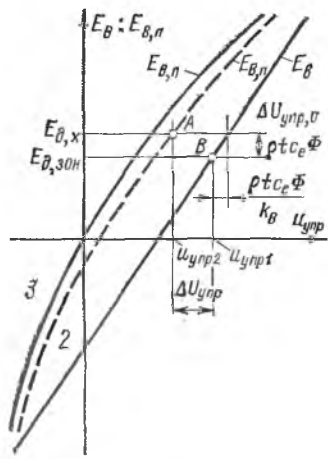


Рис. 1-258. Регулировочная характеристика нереверсивного вентильного преобразователя при непрерывном и прерывистых токах.

1 — э. д. с. преобразователя при непрерывном токе; 2 — э. д. с. преобразователя при конечном значении прерывистого тока; 3 — э. д. с. преобразователя при идеальном холостом ходе; $U_{упр}$ — управляющий сигнал системы фазового управления; E_b — э. д. с. преобразователя; k_b — коэффициент усиления вентильного преобразователя.

вызвать неустойчивость системы регулирования скорости или неудовлетворительные переходные процессы при усилении, выбранным для идеализированной линейной системы.

При работе на холостом ходу и последующем ударном приложении нагрузки в системе регулирования скорости возникают повышенные динамические падения скорости. Это связано с тем, что регулятор тока должен значительно изменить угол регулирования преобразователя, прежде чем начнется интенсивное нарастание непрерывного тока. Возникшее повышенное падение скорости вызывает затем появление дополнительной составляющей динамического тока, в результате чего перерегулирование суммарного тока двигателя может значительно возрасти.

На рис. 1-258 показаны регулировочные характеристики нереверсивного вентильного преобразователя при непрерывном и прерывистом токах. Если принять, что прерывистый ток достаточно мал, то при ударном приложении нагрузки э. д. с. двигателя будет уменьшаться по линейному закону $E_d = E_{d,x} - \rho t c \Phi$ в э. д. с. холостого

го хода $E_{д,х}$ (точка А) до э.д.с. $E_{д,зон} = E_{д,х} - \rho t_{зон} c_e \Phi$, при которой ток становится непрерывным и затем начинает форсированно нарастать (точка В). Коэффициент ρ определяется по выражению

$$\rho = \frac{dn}{dt} = \frac{I_{ст} 9,55 c_m \Phi}{J}.$$

Время прохождения зоны нечувствительности $t_{зон}$ (прерывистый ток мал) для системы регулирования скорости, представленной на рис. 1-192, можно определить по выражению

$$t_{зон} = \sqrt{2 \frac{\Delta U_{упр,0} k_B}{c_E \Phi \rho} \frac{B_T B_C}{T_{эм}}} + \sqrt{\left(T_{э} + \frac{B_T B_C}{T_{эм}}\right)^2 - \left(T_{э} + \frac{B_T B_C}{T_{эм}}\right)}.$$

(1-257)

В (1-257) $\Delta U_{упр,0}$ зависит от уровня э.д.с. и начального значения прерывистого тока.

Максимальное значение $\Delta U_{упр,0}$, соответствующее идеальному холостому току, можно определить, построив внешние характеристики для непрерывного и прерывистого токов при арксинусоидальной характеристике фазового управления.

Время $t_{зон}$, за которое регулятор тока изменяет сигнал управления на величину

$$\Delta U_{упр} =$$

$$= U_{упр1} - U_{упр2} = \Delta U_{упр0} - \frac{\rho t_{зон} c_E \Phi}{k_B},$$

зависит, как следует из (1-257), от параметров системы регулирования. Чем меньше значения B_T и B_C , тем быстрее будет пройдена зона нечувствительности.

К моменту замыкания по току к системе регулирования будут приложены следующие возмущения:

- 1) момент статической нагрузки $M_{ст}$;
- 2) сигнал ошибки между заданным на частоту вращения и реальной частотой вращения $\Delta n_{зон} = \rho t_{зон}$, приложенный ко входу;
- 3) отрицательный экспоненциальный сигнал $-\rho t_{зон} e^{-t/T_{э}}$, приложенный ко входу.

Наличие экспоненциального входного сигнала объясняется тем, что пропорциональная часть входного сигнала $\Delta n_{зон}$ к моменту замыкания системы по току тратится на прохождение зоны нечувствительности (см. § 1-48).

Результирующие значения тока и скорости частоты вращения определяются как суммы отдельных составляющих от перечисленных трех возмущений. Составляющие от первых двух возмущений могут быть определены из кривых, приведенных на рис. 1-193 и 1-196, а составляющие от экспоненциального сигнала — из кривых, приведенных в [1-19].

На рис. 1-259 приведены переходные процессы частоты вращения и э.д.с. двигателя $E_{д}$ и преобразователя $E_{б}$ при подтормаживании привода.

При уменьшении скачком задания частоты вращения от значения n_0 до n_1 ток быстро пропадает и э.д.с. двигателя на-

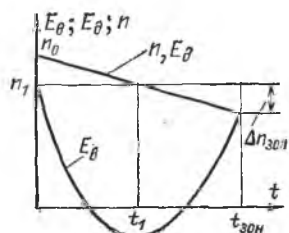


Рис. 1-259. Переходные процессы частоты вращения, э.д.с. двигателя и преобразователя при подтормаживании.

чинает уменьшаться под действием статического момента по закону

$$E_{д} = c_e \Phi n_0 - c_e \Phi \rho t.$$

При этом для структуры на рис. 1-192 э.д.с. преобразователя уменьшается скачком за счет пропорциональных частей регуляторов тока и частоты вращения и плавно за счет интегральной части регулятора тока до момента времени t_1 , когда частота вращения двигателя станет равной вновь заданной. Затем ошибка по частоте вращения сменил знак и э.д.с. преобразователя начнет возрастать.

В момент времени $t_{зон}$ возрастающая э.д.с. преобразователя станет равной уменьшающейся э.д.с. двигателя и система замкнется по току.

К моменту замыкания к системе приложены следующие возмущения: момент статической нагрузки $M_{ст}$ и сигнал ошибки между заданным частоты вращения и реальной частотой вращения $\Delta n_{зон} = \rho t_{зон} - (n_0 - n_1)$, приложенный ко входу.

Когда изменение задания частоты вращения не вызывает насыщения регулятора частоты вращения, время $t_{зон}$ для структуры на рис. 1-192 можно найти по выражению

$$t_{зон} = \frac{n_0 - n_1}{\rho} - \frac{B_C B_T}{T_{эм}} - T_{э} + \sqrt{\left(\frac{n_0 - n_1}{\rho} - \frac{B_C B_T}{T_{эм}} - T_{э}\right)^2 + 2 \frac{n_0 - n_1}{\rho} T_{э}}.$$

Результирующие значения тока и частоты вращения определяются как суммы отдельных составляющих от указанных двух возмущений из кривых, приведенных на рис. 1-193 и 1-196.

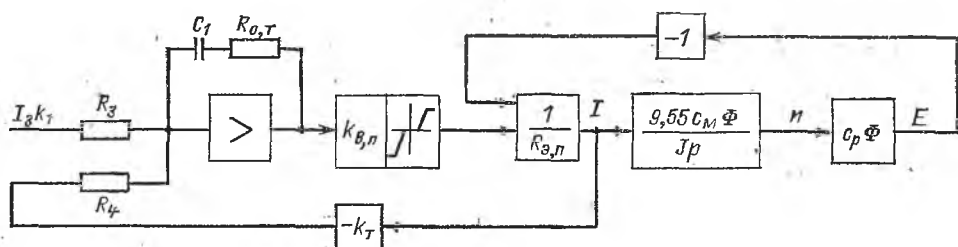


Рис. 1-261. Структурная схема системы регулирования тока с ПИ-регулятором при работе в зоне прерывистых токов.

тельно к среднему значению тока для этого случая можно принять равной нулю.

На рис. 1-261 приведена структурная схема системы регулирования тока с ПИ-регулятором в зоне прерывистых токов. Передаточная функция контура тока имеет вид:

$$H_{T, \Pi}(p) = \frac{\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k_T} \frac{1}{1 + \frac{k_B}{k_{B, \Pi}} \frac{B_T}{T_{\Sigma M}}} (1 + T_{\Sigma} p)}{\frac{\frac{R_{\theta, \Pi}}{R_{\theta}} \frac{k_B}{k_{B, \Pi}} \frac{B_T}{T_{\Sigma M}}}{1 + \frac{k_B}{k_{B, \Pi}} \frac{B_T}{T_{\Sigma M}}} p^2 + \frac{\frac{R_{\theta, \Pi}}{R_{\theta}} \frac{k_B}{k_{B, \Pi}} B_T + T_{\Sigma}}{1 + \frac{k_B}{k_{B, \Pi}} \frac{B_T}{T_{\Sigma M}}} p + 1} \quad (1-258)$$

где B_T — постоянная времени интегрирования контура тока.

В (1-258) значения B_T , $T_{\Sigma M}$ соответствуют значениям при непрерывном токе, а их фактическое изменение в зоне прерывистых токов учитывается с помощью коэффициентов $R_{\theta, \Pi}/R_{\theta}$ и $k_B/k_{B, \Pi}$.

Коэффициент $1 + \frac{k_B}{k_{B, \Pi}} \frac{B_T}{T_{\Sigma M}}$ учитывает влияние внутренней обратной связи по э. д. с двигателя.

Как следует из (1-258), в зоне прерывистых токов резко уменьшается быстродействие системы регулирования, так как член при p возрастает от значения B_T в

счет форсирующего члена в числителе передаточной функции и последующим медленным нарастанием.

Уменьшение быстродействия контура тока вызывает ухудшение демпфирования или неустойчивость контура регулирования частоты вращения, параметры которого выбираются, исходя из быстродействия контура тока в режиме непрерывного тока.

На рис. 1-262 приведена структурная схема системы регулирования тока с внутренним контуром регулирования напряжения двигателя. Регулятор напряжения выполняется интегральным, а регулятор тока пропорциональным по каналу обратной связи по току [1-22].

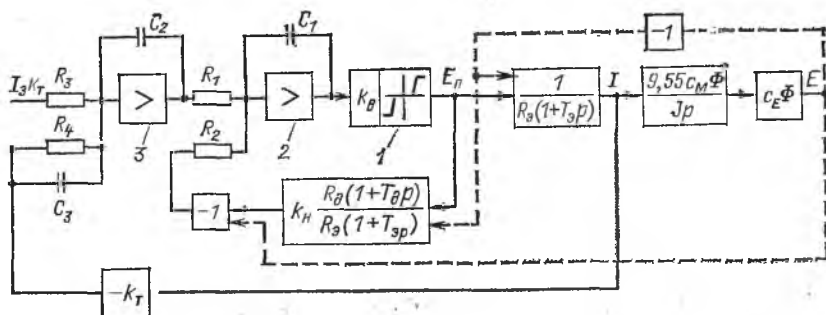


Рис. 1-262. Структурная схема системы регулирования тока с внутренним контуром регулирования напряжения двигателя.

1 — вентиляльный преобразователь; 2 — регулятор напряжения; 3 — регулятор тока.

Передаточная функция контура регулирования напряжения при выбираемых обычно высоких частотах среза имеет вид:

$$H_N(p) \approx \frac{1}{B_N} \frac{R_2}{p+1} \quad (1-259)$$

где $B_N = C_1 R_2 / k_B k_v$ — постоянная интегрирования контура регулирования напряжения.

При настройке постоянная времени интегрирования B_N должна выбираться как можно меньше. Для этого необходимо свести до минимума малые постоянные времени контура.

Если аппроксимировать передаточную функцию преобразователя авеном чистого запаздывания с временем запаздывания $\tau_{\text{зап}} = 1/2mf$, то предельное значение постоянной интегрирования, при которой отсутствует перерегулирование, равно $\tau_{\text{зап}}$. В этом случае для мостовой схемы $B_N = 1,6 \cdot 10^{-3}$ с.

Передаточная функция контура тока в режиме непрерывного тока с учетом (1-259) имеет вид:

$$H_T(p) = \frac{\frac{1}{k_T} \times}{\frac{B_T B_N T_{\Sigma}}{1 + B_T/T_{\Sigma}} p^3 + \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{1 + B_T/T_{\Sigma}}} \times \frac{B_T (B_N + T_{\Sigma})}{1 + B_T/T_{\Sigma}} p^2 + \frac{B_T + T_1}{1 + B_T/T_{\Sigma}} p + 1 \quad (1-260)$$

$$\text{где } T_1 = C_3 R_4, \quad B_T = \frac{C_2 R_4 R_3 k_N R_1}{k_T R_2}$$

Из (1-260) следует, что быстродействие системы определяется не постоянной времени интегрирования B_T , как это было в системе на рис. 1-261, а постоянной $B_T + T_1$.

Постоянная времени B_T в этой системе выбирается значительно меньше, чем постоянная T_1 и постоянная времени B_T в системе, приведенной на рис. 1-261. При практически реализуемых быстродействиях систем регулирования ($t_p \approx 20 \div 40$ мс), сумма $B_T + T_1$ приблизительно равна или несколько больше B_T системы, приведенной на рис. 1-261. Таким образом, время регулирования в такой системе определяется в основном постоянной T_1 и мало зависит от B_T .

Поскольку в этой системе постоянная B_T очень мала, влияние внутренней обратной связи по э.д.с. будет незначительно ($1 + B_T/T_{\Sigma} \approx 1$).

Значения B_T и T_1 при заданных T_{Σ} и B_N могут быть определены на основании диаграммы Вышнеградского [1-29].

Для получения монотонного переходного процесса необходимо так выбирать B_N ,

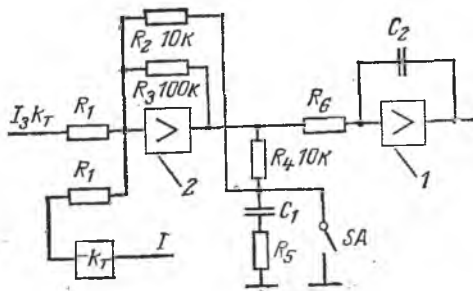


Рис. 1-263. Схема адаптивного регулятора тока.

чтобы значения обобщенных координат m и n располагались в областях II или III диаграммы Вышнеградского.

Координаты m и n равны:

$$m = \frac{B_T (B_N + T_{\Sigma})}{\sqrt{(B_N B_T T_{\Sigma})^2}}; \quad n = \frac{B_T + T_1}{\sqrt{B_T B_N T_{\Sigma}}}$$

Чем меньше постоянные B_T и B_N , тем меньше будет время прохождения зоны нечувствительности в регулировочной характеристике преобразователя и влияние накопленных на регуляторах сигналов на переходные процессы тока и частоты вращения [1-30].

В режиме прерывистого тока передаточная функция контура

$$H_{T,п}(p) = \frac{\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k_T} \times}{\frac{R_{\Sigma,п}}{R_3} \frac{k_B}{k_{B,п}} B_N B_T \frac{1}{1 + B_T/T_{\Sigma}} p^2 + \frac{1}{1 + \frac{k_B}{k_{B,п}} \frac{B_T}{T_{\Sigma}}} \times \frac{\frac{R_{\Sigma,п}}{R_3} \frac{B_N B_T}{T_{\Sigma}} + T_1}{1 + B_T/T_{\Sigma}} p + 1} \quad (1-261)$$

Как следует из (1-261), быстродействие контура при малых значениях B_N и B_T мало зависит от изменяющихся параметров $R_{\Sigma,п}$, $k_{B,п}$ и определяется в основном независимой от этих параметров постоянной времени T_1 . Таким образом, быстродействие системы при непрерывном и прерывистом токах приблизительно одинаково.

На практике находит применение рассмотренный регулятор тока и без внутреннего контура регулирования напряжения. Член при p в передаточной функции контура тока при таком регуляторе равен

$$\frac{R_{\Sigma,п}}{R_3} \frac{k_B}{k_{B,п}} B_T + T_1. \text{ Поскольку } B_T \text{ этой}$$

системы в несколько раз меньше, чем системы, приведенной на рис. 1-261, увеличение B_T в зоне прерывистого тока меньше сказывается на увеличении времени регулирования.

На рис. 1-263 приведена схема адаптивного регулятора тока. В режиме непрерывного тока ключ SA разомкнут и регулятор работает как интегрально-пропорциональный. При этом на усилителе 1 реализуется интегральный регулятор, а на усилителе 2 — практически пропорционально-дифференциальный.

Передаточная функция регулятора в режиме непрерывного тока имеет вид:

$$H_D(p) = \frac{k_I}{C_2 R_6 p} \frac{T_0 p + 1}{T_\mu p + 1},$$

где

$$k_I = \frac{R_3 (R_2 + R_4)}{(R_2 + R_4 + R_3) R_1};$$

$$T_0 = \left(\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_5 \right) C_1;$$

$$T_\mu = \left(\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_3 + R_4} + R_5 \right) C_1.$$

При этом $R_5 \ll R_2$, R_4 и $R_3 \gg R_2$, R_4 .

Малая постоянная T_μ выбирается для защиты регулятора от высокочастотных помех. Постоянная времени интегрирования контура B_T выбирается с учетом T_μ .

В режиме прерывистого тока, как было показано, постоянная времени регулятора T_0 увеличивается время переходного процесса. Поэтому при определенном значении прерывистого тока замыкается ключ SA и передаточная функция регулятора принимает вид:

$$H_{p,n}(p) = \frac{k_2}{C_2 R_6 p},$$

где $k_2 = R_3/R_1$.

Таким образом, регулятор становится интегральным, а его постоянная времени интегрирования B_T значительно уменьшается в отношении

$$\frac{k_2}{k_I} = \frac{R_3}{R_2 + R_4} + 1.$$

Имеются две модификации такого регулятора. В первой модификации ключ SA замыкается при фиксированном среднем значении прерывистого тока, а во втором — в моменты времени, когда ток равен нулю.

Среднее значение тока в первой модификации снимается с фильтра на выходе датчика тока. Во второй модификации частота переключений зависит от скажности тока и сигнал на переключение снимается непосредственно с безынерционного датчика тока, т. е. непрерывно учитываются изменения параметров объекта регулирования.

На рис. 1-264 приведена схема адаптивного регулятора тока с усилителями 1, 2, 3 с такими же передаточными функциями в режимах непрерывного и прерывистого токов, но иначе аппаратно-реализованного. В этой схеме предполагается, что в режиме прерывистого тока можно превратить ПИ-регулятор в И-регулятор, если ввести дополнительно инерционное звено,

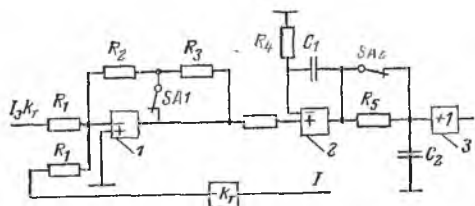


Рис. 1-264. Схема адаптивного регулятора тока с подключаемым инерционным звеном.

постоянная времени которого приблизительно равна электромагнитной постоянной времени цепи якоря. Такой регулятор менее чувствителен к помехам, чем рассмотренный ранее регулятор с ПД-звеном.

В режиме непрерывного тока ключи $SA1$ и $SA2$ замкнуты. При замкнутом сопротивлении R_5 постоянная времени на выходе усилителя 2 равна $C_2 R_{\text{вых}}$, где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление усилителя 2. Учитывая, что $R_{\text{вых}}$ мало, этой постоянной времени можно пренебречь. Тогда передаточная функция регулятора имеет вид:

$$H_D(p) = \frac{R_5 C_1 p + 1}{\frac{R_1}{R_2} R_5 C_1 p}.$$

В режиме прерывистого тока размыкаются ключи $SA1$, $SA2$. В результате на выходе усилителя 2 включается инерционное звено. Так как усилитель 3 работает в режиме повторителя напряжения и имеет очень высокое входное сопротивление, постоянная времени этого звена будет равна $R_5 C_2$.

В результате передаточная функция регулятора в режиме прерывистого тока будет иметь вид:

$$H_{p,n}(p) = \frac{R_5 C_1 p + 1}{\frac{R_1}{R_2 + R_3} R_5 C_1 p} \frac{1}{R_6 C_2 p + 1}.$$

Если выбрать $R_5 C_1 = R_6 C_2$, то получится интегральный регулятор, постоянная времени интегрирования B_T которого будет уменьшена в $(R_2 + R_3)/R_2$ раз по сравнению с B_T в режиме непрерывного тока. Значение $(R_2 + R_3)/R_2$ может достигать 20.

1-51. СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ С ЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В промышленных электроприводах широко применяется система с двухзонным регулированием частоты вращения двигателя. В зависимой системе регулирования скорости (РС) привода магнитный поток возбуждения управляется сигналом, пропорциональным э. д. с. преобразователя E_b , или э. д. с. двигателя E_d , или напряжению якоря двигателя. В зависимости от назначения привода (например, главные приводы или моталки стана) возможны отдельные особенности построения системы регулирования. Одна из функциональных схем для главного привода стана представлена на рис. 1-265.

Система регулирования главного привода содержит в своем составе пропорционально-интегральный регулятор якорного тока двигателя, используемый для надежного токоограничения, и регулятор частоты вращения, который усиливает результат сравнения входного сигнала и сигнала обратной связи по частоте вращения.

В системе имеются также коррекция коэффициента усиления регулятора частоты вращения, в зависимости от уровня магнитного потока, и регулятор тока возбуждения, который выполняется пропорциональным или пропорционально-интеграль-

ным. Из-за большой индуктивности системы возбуждения оба вида регулятора возбуждения обеспечивают практически одинаковое качество регулирования. В цепь обратной связи по току возбуждения вводится нелинейность, имитирующая кривую намагничивания двигателя.

Регулятор э.д.с. в этой системе выполняется пропорционально-интегральным с ограничением выходной величины. Уровень ограничения определяет номинальный поток возбуждения.

Коррекция коэффициента усиления контура э. д. с. осуществляется в зависимости от уровня частоты вращения.

Когда требования к динамическим процессам не слишком жестки, коррекция коэффициентов усиления контуров скорости и э.д.с. и введение нелинейности в регулятор тока возбуждения не выполняются. Задачик интенсивности, устанавливаемый на входе системы регулирования, позволяет формировать необходимый динамический ток. Когда существует ограничение по значению тока инвертирования преобразователя, вводится коррекция по току возбуждения или по потоку возбуждения с целью получения неизменного динамического тока при скорости ниже и выше основной.

Системам регулирования с зависимым возбуждением присущи свои особенности, которые следует учитывать при проектировании и эксплуатации. Основной вопрос при проектировании — это выбор варианта

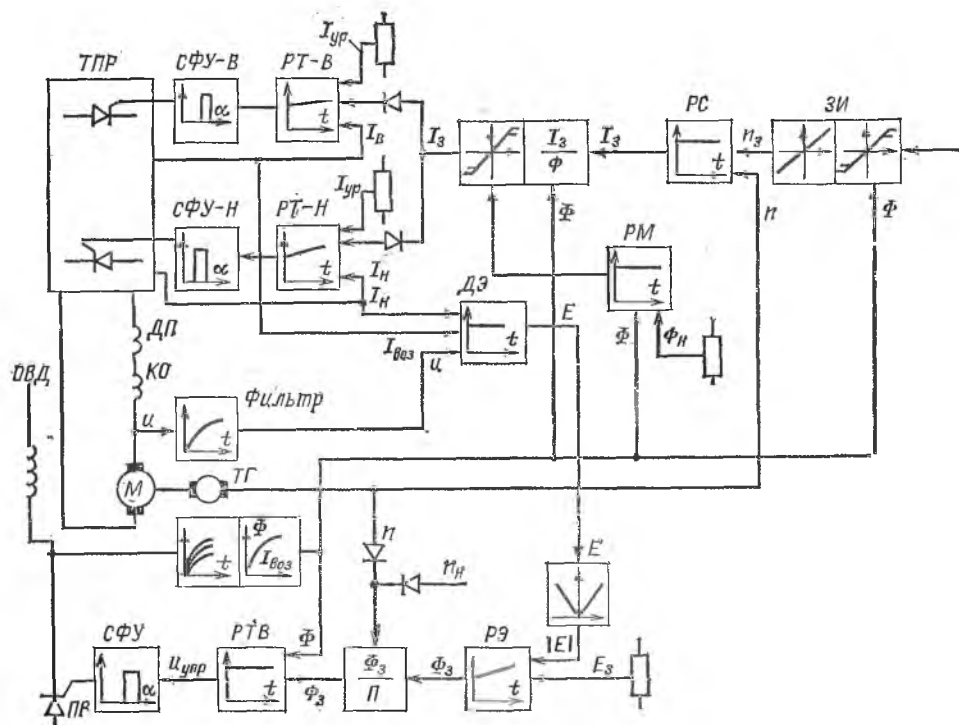


Рис. 1-265. Функциональная схема системы регулирования с зависимым управлением возбуждением двигателя постоянного тока.

Если зависимая система возбуждения выполнена по напряжению якоря двигателя,

$$H_{\text{сн}}(p) = \frac{1}{H_{\text{сн}}(p)} = \frac{1 + T_{\text{в}}(p)}{k_{\text{в}}}.$$

При параметрах зависимой системы регулирования, удовлетворяющих условию (1-262), устойчивость внутреннего контура (звена Б) обеспечивается.

С точки зрения влияния зависимой системы возбуждения на динамику контура регулирования якорного тока система, выполненная по $U_{\text{в}}$, является промежуточной между системами, выполненными по $E_{\text{д}}$ и $E_{\text{в}}$.

Зависимая система возбуждения по $U_{\text{д}}$ характеризуется простотой схемы, более высокой помехозащищенностью и лучшими энергетическими показателями. Ее следует считать предпочтительной.

Перерегулирование в $E_{\text{д}}$ можно вычислять по уравнению

$$\delta = \frac{n_0}{\omega_{\text{с.о}} n^2} \frac{dn}{dt},$$

где $\omega_{\text{с.о}}$ — частота среза контура регулирования э.д.с. при основной скорости $n = n_0$; n_0 — основная скорость.

Максимальное перерегулирование имеет место в начале ослабления поля, когда $n = n_0$:

$$\delta_{\text{max}} = \frac{n_0}{\omega_{\text{с.о}}} \frac{dn}{dt}.$$

Снижение величины перерегулирования э.д.с. в начале ослабления поля возможно уменьшением инерционного звена в цепи обратной связи по э.д.с.

Одним из основных звеньев системы является возбудитель двигателя. Он должен обладать определенным запасом по напряжению, чтобы с помощью форсировки возбуждения обеспечить заданный темп разгона или замедления привода выше основной скорости, а также протекание в системе управления полей переходных процессов, соответствующих настройке регуляторов.

Требуемый коэффициент форсировки возбуждения двигателя рассчитывается

$$K_{\text{фор}} = \frac{U_{\text{воз,фор}}}{U_{\text{воз,0}}} = 1 + \frac{T_{\text{воз}} + T_{\text{д}}}{t_{\text{зам}}},$$

где $U_{\text{воз,фор}}$ — напряжение возбудителя при форсировке; $U_{\text{воз,0}}$ — напряжение возбудителя перед форсировкой; $T_{\text{воз}}$ — постоянная времени системы возбуждения двигателя; $T_{\text{д}}$ — постоянная времени контура демпфирования; $t_{\text{зам}}$ — время замедления привода с основной скорости до нуля.

В расчетную формулу для $K_{\text{фор}}$ необходимо подставлять значения $T_{\text{воз}}$ и $T_{\text{д}}$, соответствующие номинальному магнитному потоку двигателя.

При предварительных расчетах подбор параметров регуляторов выполняется

обычно для фиксированных координат движения (n , I , Φ , $U_{\text{вх}}$, $I_{\text{воз}}$, E), при которых система ведет себя как линейная.

Выбор коэффициентов усиления регуляторов, зависящих от уровня потока возбуждения, при отсутствии специальных нелинейностей, компенсирующих изменение коэффициента усиления контура э.д.с. и нелинейности кривой намагничивания производится по средним значениям.

При расчете параметров регуляторов контура возбуждения необходимо также учитывать, что в состав малой постоянной контура тока возбуждения входит кроме малых постоянных времени всех датчиков, усилителей и фильтра на входе системы фазового управления еще постоянная времени T_2 , обусловленная действием вихревых токов и потока рассеяния:

$$T_{\mu, \text{воз}} = \Sigma T_{\mu} + T_2,$$

где

$$T_2 = \frac{T_{\text{д}} + T_{\text{с}} + T_{\text{воз}}}{2} - \sqrt{\left(\frac{T_{\text{д}} + T_{\text{с}} + T_{\text{воз}}}{2}\right)^2 - T_{\text{д}} T_{\text{с}}}.$$

Постоянная времени

$$T_1 = \frac{T_{\text{д}} + T_{\text{с}} + T_{\text{воз}}}{2} + \sqrt{\left(\frac{T_{\text{д}} + T_{\text{с}} + T_{\text{воз}}}{2}\right)^2 - T_{\text{д}} T_{\text{с}}}$$

компенсируется действием регулятора тока возбуждения.

Постоянные времени T_1 и T_2 характеризуют систему возбуждения машины, имеющую передаточную функцию

$$\begin{aligned} \frac{I_{\text{воз}}(p)}{U_{\text{воз}}(p)} &= \\ &= \frac{T_{\text{д}}(p) + 1}{T_{\text{с}} T_{\text{д}} p^2 + (T_{\text{воз}} + T_{\text{с}} + T_{\text{д}}) p + 1} = \\ &= \frac{T_{\text{д}} p + 1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}. \end{aligned}$$

1-52. СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ МЕХАНИЗМОВ

Системы регулирования положения являются, как правило, нелинейными системами, так как работают в режиме ограничения координат движения. Так, при средних перемещениях ограничивается ток двигателя, а при больших — его частота вращения. Ограничения координат движения определяют в основном время регулирования. Зазор между выходным валом механизма, на котором установлен датчик положения, и валом двигателя может привести к неустойчивости системы или увеличить время

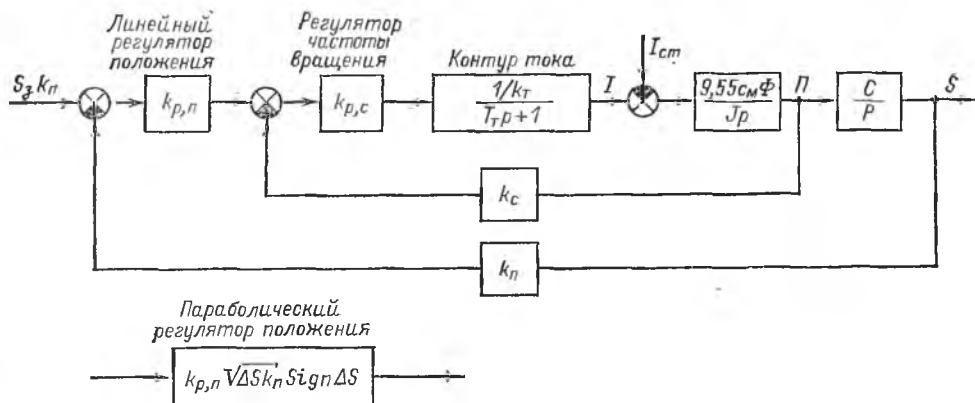


Рис. 1-268. Структурная схема системы регулирования с линейным и параболическим регуляторами положения.

регулирования. Нелинейным может быть и регулятор положения, обеспечивающий оптимальное регулирование при ограничениях координат движения. В зависимости от режима работы механизма и параметров привода регулятор положения может быть линейным или нелинейным и регулирование — статическим или астатическим.

Статическая система регулирования с линейным регулятором положения. В приведенной на рис. 1-268 системе регулирования с линейным регулятором положения ограничение максимальных значений частоты вращения двигателя и тока достигается ограничением выходных сигналов регулятора положения и скорости.

На рис. 1-269 приведены фазовые траектории движения системы в зависимости от коэффициента усиления регулятора положения $k_{р,л}$, величины начального рассогласования ΔS , тока статической нагрузки $I_{ст}$ и люфта в механизме в предположении, что контур тока безынерционный и усиление в контуре велико ($k_{р,с} \rightarrow \infty$).

При коэффициенте усиления регулятора положения, определяемом кривой 0, 1, 2,

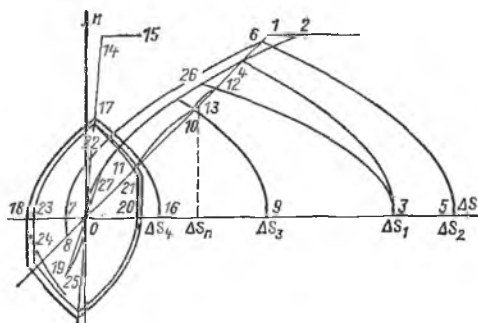


Рис. 1-269. Фазовые траектории движения системы с линейным и параболическим регуляторами положения.

и отсутствии статической нагрузки начальное рассогласование ΔS_1 отрабатывается без перерегулирования по траектории 3, 4, 26, 0. Разгон и торможение привода происходит с ускорением $a_{ог}$, определяемым током ограничения $I_{ог}$, т. е.

$$a_{ог} = \frac{I_{ог}}{T_{эм}} \frac{R_a}{c_e \Phi}.$$

Начальное рассогласование $\Delta S_2 > \Delta S_1$ отрабатывается с перерегулированием по траектории 5, 6, 7, 8, 0. На участке траектории 8, 0, где после пересечения с линией переключения движение происходит вдоль этой линии, система работает в пульсирующем режиме, отрабатывая значительное рассогласование без ограничения тока и скорости. При этом рассогласование, скорость и ток уменьшаются во времени по экспоненциальному закону, что увеличивает время регулирования.

При начальном рассогласовании $\Delta S_3 < \Delta S_1$ траектория движения 9, 10, 11, 0 имеет участок 11, 0, на котором система регулирования работает в пульсирующем режиме. При наличии нагрузки привод разгоняется с ускорением $a_{ог}(1 - I_{ст}/I_{ог})$ по траектории 3, 12, тормозится с замедлением $a_{ог}(1 + I_{ст}/I_{ог})$ по траектории 12, 13 и затем в пульсирующем режиме по траектории 13, 0.

Наличие люфта в механизме и датчике положения может привести к автоматическим колебаниям в системе регулирования. Так, при коэффициенте усиления регулятора положения, определяемом кривой 0, 14, 15, и наличии люфта в системе регулирования будут наблюдаться автоматические колебания с предельным циклом (кривая 20, 21, 22, 23, 24, 25). При отсутствии люфта система будет устойчива (кривая 16, 17, 18, 19).

Если перерегулирование по положению недопустимо, то требуемый коэффициент

усиления регулятора положения определяется по формуле

$$k_{p,п} = \frac{2k_c}{k_{п}} \sqrt{\frac{a_{ог}}{C \Delta S_{в} \left[1 - \left(\frac{I_{сТ}}{I_{ог}} \right)^2 \right]}}, \quad (1-263)$$

где $\Delta S_{в}$ — заданное рассогласование; C — коэффициент пропорциональности.

Формула (1-263) имеет смысл, если система регулирования не работает в режиме ограничения скорости, т. е.

$$\sqrt{\frac{a_{ог} \Delta S_{в}}{C} \left[1 - \left(\frac{I_{сТ}}{I_{ог}} \right)^2 \right]} < n_0.$$

В противном случае коэффициент усиления регулятора положения определяется по формуле

$$k_{p,п} = \frac{k_c}{k_{п}} \frac{2a_{ог} \left(1 + \frac{I_{сТ}}{I_{ог}} \right)}{C n_0}.$$

Время разгона и торможения привода в режиме токоограничения можно легко определить из фазовых траекторий движения системы.

Время торможения в пульсирующем режиме до допустимого отклонения $\Delta S_{доп}$ определяется по формуле

$$t_{п} = \frac{k_c}{C k_{п} k_{p,п}} \ln \frac{\Delta S_{п}}{\Delta S_{доп}},$$

где $\Delta S_{п}$ — отклонение, начиная с которого система регулирования работает в пульсирующем режиме.

При конечном коэффициенте усиления регулятора скорости $k_{p,с}$ и наличии постоянной времени контура тока T_t коэффициент демпфирования позиционной системы $\xi_{п}$ связан с ее параметрами следующим соотношением:

$$\xi_{п} = \sqrt{\frac{k_c}{16 C k_{p,п} k_{п} \xi_{с}^2 T_t}},$$

где $\xi_{с}$ — коэффициент демпфирования контура скорости.

Предполагается, что $\xi_{с} \geq \sqrt{2/2}$ и $\xi_{п} \geq \sqrt{2/2}$.

В этом случае статическая ошибка определяется из формулы

$$\Delta S_{ст} = I_{сТ} k_{т} / k_{п} k_{p,п} k_{p,с}.$$

Астатическая система регулирования с линейным регулятором положения. Астатическое регулирование ошибки по положению будет обеспечено, если регулятор частоты вращения выполнен астатическим.

При практической реализации регулятор частоты вращения имеет рассмотренную в § 1-44 настройку, промежуточную между модульным и симметричным опти-

мумами. При рассмотренном коэффициенте $K > 8 (K = T_t / T_{м,с})$ можно так выбрать коэффициент усиления регулятора положения $k_{p,п}$, что частота среза такой системы по управлению будет практически равна частоте среза статической системы, настроенной по модульному оптимуму, а перерегулирование не будет превышать 10%.

При рекомендуемых значениях $32 > K > 8$ это обеспечивается, если коэффициент усиления регулятора положения будет определен из выражения [1-21]:

$$\frac{k_c}{C k_{p,п} k_{п}} \approx 4,5 T_{м,с}.$$

Следует учитывать, что с ростом K при такой настройке будет увеличиваться время отработки ошибки при ударном приложении нагрузки. Поэтому значительное увеличение K можно допустить лишь для системы, в которой ударное приложение нагрузки не определяет максимальную ошибку возмущения или если система успевает выбрать ошибку от ударного приложения нагрузки в процессе отработки возмущения по управлению.

Система регулирования с параболическим регулятором положения. С целью уменьшить время регулирования и повысить коэффициент усиления системы в зоне малых отклонений применяется параболический регулятор положения (рис. 1-268).

Из приведенных на рис. 1-269 фазовых траекторий движения системы видно, что при наличии регулятора с параболической характеристикой (кривая 0, 27, 2) заданное положение обрабатывается без перерегулирования и пульсирующего режима с постоянным замедлением независимо от рассогласования и нагрузки.

Коэффициент усиления параболического регулятора положения определяется по формуле

$$k_{p,п} = k_c \sqrt{\frac{2 I_t T_{в}}{T_{эм} C k_{п} c_{\Phi}}},$$

где I_t — выбранный динамический ток при торможении без нагрузки.

Практически при инерционном контуре тока и конечном коэффициенте усиления статического регулятора частоты вращения траектория движения 1, 2 (рис. 1-270) лежит выше идеализированной траектории 3, 4, 0, что приводит при наличии токоограничения к перерегулированию.

Чтобы совместить реальную траекторию движения с идеализированной параболической траекторией, необходимо сместить параболическую характеристику регулятора по оси ординат на величину динамической ошибки контура скорости

$$\Delta n = 4 \xi_{с}^2 T_t A I_{ог},$$

$$\text{где } A = \frac{9,55 C_{м} \Phi}{J}.$$

При этом перерегулирование будет исключено, если линейную часть регулятора начать в точке 6 с координатами $\Delta S_6 = 64 \xi_c^4 T_T^2 A I_T$; $n_6 = 4 \xi_c^2 T_T A I_T$ (движение по экспоненте на линейной части). Таким образом, при данной настройке характеристика регулятора определяется кривой 5, 6, 0, а траектория движения — 3, 4, 0.

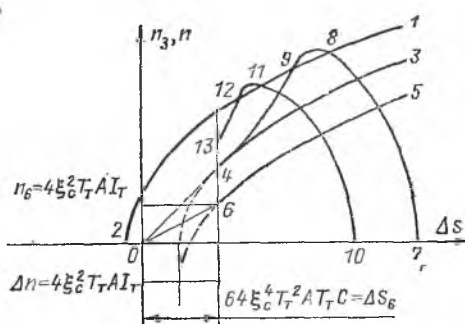


Рис. 1-270. Фазовые траектории движения системы с параболическим регулятором положения с учетом инерционности контура тока.

Превышение траектории движения реальной системы над траекторией движения идеализированной системы может быть также уменьшено при применении астатического регулятора частоты вращения, настройка которого была рассмотрена при выборе коэффициента усиления линейного регулятора положения астатической системы.

Рекомендованное для режима малых отклонений значение $K \geq 8$ обеспечивает при наличии параболического регулятора малое перерегулирование тока при смене знака тока в начале торможения.

При астатическом регуляторе частоты вращения и параболическом регуляторе положения траектории движения определяются кривыми 7, 8, 9, 4 и 10, 11, 12, 13. Таким образом, при астатическом регуляторе превышение реальной траектории движения системы над идеализированной может быть в зависимости от рассогласования уменьшено или практически сведено к нулю. Для этих целей может быть одновременно применено астатическое регулирование и смещение характеристики параболического регулятора.

1-53. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ВЗАИМНОГО ПОЛОЖЕНИЯ МЕХАНИЗМОВ

Для синхронного перемещения нескольких механизмов используют механические валы между ними. Некоторые механизмы требуют наряду с синхронным совместным перемещением раздельного управления. В этом случае применяют электромехани-

ческие управляемые муфты, соединяющие валы механизмов.

В настоящее время механическая связь между механизмами заменяется электрической с помощью специальных систем регулирования. Такие системы электрической синхронизации взаимного положения механизмов имеют следующие преимущества перед механической связью:

1) уменьшается стоимость установки за счет упрощения механического оборудования и увеличивается надежность;

2) возможность осуществить более быстрый переход от режима совместного движения к режиму раздельного движения, так как электромагнитные муфты достаточно инерционны;

3) улучшаются динамические показатели привода за счет уменьшения приведенных к валу двигателей моментов инерции;

4) устраняется неоднозначность взаимного положения выходных валов механизмов при переходе от раздельной работы к совместной при наличии зазоров в механической передаче. Если в режиме раздельной работы осуществлялось движение в противоположных направлениях, то при сцеплении электромагнитной муфты, установленной между валами двигателей, и последующем совместном движении взаимное положение выходных валов механизмов будет отличаться от исходного на величину зазора в механической передаче. В этом случае могут предъявляться высокие требования к точности изготовления механической передачи для обеспечения малого зазора. При электрической синхронизации датчики взаимного положения устанавливают непосредственно на выходных валах механизмов, поэтому изменение их взаимного положения может быть лишь во время переходного процесса.

На рис. 1-271 приведена структурная схема системы электрической синхронизации двух приводов, дающая возможность осуществить совместное и раздельное движение. Имеются два варианта построения системы.

При первом варианте управлению по каналу электрической синхронизации дается предпочтение перед управлением по каналу совместного перемещения (общее задание скорости). При этом измеряемая ошибка ΔS_c и ее производная $\Delta \dot{n}$ вводятся с различными знаками в контуры регулирования токов. Предпочтение управлению по контуру электрической синхронизации обеспечивается тем, что сигнал ошибки ΔS_c через регулятор синхронизации 4 подается на промежуточный усилитель 2 с коэффициентом усиления k_1 , а сигнал с выхода регулятора частоты вращения ограничен по значению. В этом случае при достаточно больших коэффициентах усиления k_2 и k_1 сигнал на выходе регулятора частоты вращения в режиме его насыщения намного меньше приведенного сигнала по контуру синхронизации. В режиме насыщения регу-

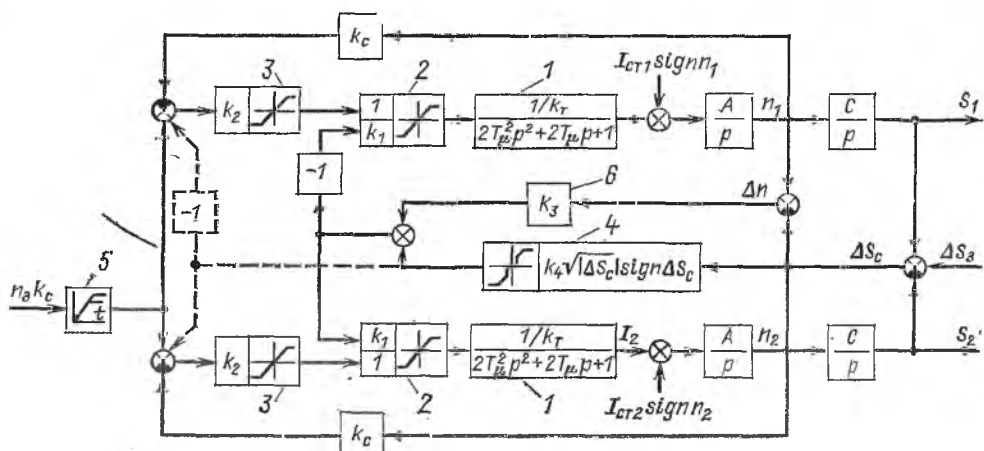


Рис. 1-271. Структурная схема системы электрической синхронизации двух приводов.

1 — кондуктор регулирования тока; 2 — промежуточный усилитель; 3 — регулятор частоты вращения; 4 — регулятор электрической синхронизации; 5 — задатчик интенсивности; 6 — регулятор разности частот вращения.

лятора 3 обратная связь по частоте вращения оказывается разомкнутой, поэтому для обеспечения устойчивости системы вводится сигнал разности частот вращения Δn . Если выбрать ограничение регулятора 3 и промежуточного усилителя 2 равным, то в режиме совместного разгона сигнал ошибки по контуру электрической синхронизации воздействует на снижение частоты вращения одного из двигателей. Если увеличить предел ограничения усилителя 2, то регулирование будет осуществляться за счет воздействия на оба двигателя.

При втором варианте построения системы сигнал ошибки ΔS_c вводится непосредственно в контуры регулирования скорости (показано пунктиром). В этом случае нет необходимости вводить сигнал Δn . При задании большой скорости в такой структуре происходит накопление ошибки ΔS_c , так как регулирование при ограниченном выходе регулятора частоты вращения начнется лишь тогда, когда сигнал на выходе регулятора 4 будет близок к сигналу задания скорости и будет осуществляться непрерывно на установившейся скорости и на участке торможения. Такой вариант системы предпочтительнее, если статические моменты приводов близки и не могут вызвать быстрого накопления ошибки.

Расчет системы в режиме малых отклонений. Для первого варианта пусть регулятор 4 имеет линейную характеристику и коэффициент усиления k_4 . Оптимизацию внутреннего контура по разности частот вращения Δn будем проводить с учетом контуров частот вращения (режим установившейся скорости).

Передающая функция контура частоты вращения

$$H_c(p) = \frac{1/k_c}{16\xi_{sc}^2 T_\mu^2 p^2 + 8\xi_{sc}^2 T_\mu p + 1} \quad (1-264)$$

Коэффициент усиления контура

$$\frac{k_c k_2}{k_T} = \frac{1}{8\xi_{sc}^2 T_\mu A} \quad (1-265)$$

В соответствии со структурной схемой можно записать:

$$\begin{aligned} \frac{n_1}{n_2} &= \frac{\frac{k_3 k_1}{k_2} H_c(p)}{1 + \frac{k_3 k_1}{k_2} H_c(p)}; \\ \frac{n_2}{n_1} &= \frac{\frac{k_3 k_1}{k_2} H_c(p)}{1 + \frac{k_3 k_1}{k_2} H_c(p)}; \\ n_1 - n_2 &= \Delta n. \end{aligned} \quad (1-266)$$

С учетом (1-264) и (1-265) получим уравнение свободного движения системы

$$p^2 + \frac{1}{2T_\mu} p + \frac{1 + 2 \frac{k_3 k_1}{k_2 k_c}}{16\xi_{sc}^2 T_\mu^2} = 0. \quad (1-267)$$

Обозначим коэффициенты уравнения (1-267) через коэффициент демпфирования $\xi_{\Delta n}$ и частоту недемпфированных колебаний ω_n

$$\begin{aligned} 2\xi_{\Delta n} \omega_n &= \frac{1}{2T_\mu}; \\ \omega_n^2 &= \frac{1 + 2 \frac{k_3 k_1}{k_2 k_c}}{16\xi_{sc}^2 T_\mu^2}. \end{aligned} \quad (1-268)$$

Из (1-267), (1-268) получаем:

$$k_3 k_1 = \frac{[(\xi_c / \xi_{\Delta n})^2 - 1] k_2 k_c}{2}. \quad (1-269)$$

Предполагается, что $\xi_c \geq \sqrt{2/2}$ и $\xi_{\Delta} \geq \sqrt{2/2}$.

Из (1-269) следует, что для получения $k_3 k_1 \neq 0$ необходимо уменьшать усиление контура скорости, т. е. увеличивать ξ_c .

Во втором варианте структуры нет необходимости уменьшать усиление, так как $k_3 k_1 = 0$.

Аналогично можно записать передаточные функции для контура ошибки ΔS_c и определить коэффициент усиления регулятора электрической синхронизации

$$k_4 = \frac{k_2 k_c}{64 T_{\mu} C K_1} - \frac{\xi_c^4}{\xi_{\Delta n}^4 \xi_{\Delta s}^2},$$

где $\xi_{\Delta s} \geq \sqrt{2/2}$ — коэффициент демпфирования контура регулирования ошибки.

Для второго варианта структуры $k_3 = 0$, $\xi_c = \xi_{\Delta n}$, $k_2 = k_1$ и $k_4 = \frac{k_c}{64 T_{\mu} C \xi_c^2 \xi_{\Delta s}^2}$.

Следует иметь в виду, что в режиме больших начальных отклонений ΔS_c при выбранных исходя из режима малых отклонений коэффициентах усиления системы могут наблюдаться долго не затухающие колебания точно так же, как это было показано в § 1-52 для позиционных систем. Рассмотрение динамики системы электрической синхронизации на фазовой плоскости с координатами ΔS_c и Δn должно проводиться с учетом того, что относительное ускорение системы в 2 раза больше, чем ускорение одного привода. Большое начальное отклонение ΔS_c может возникнуть в системе первого варианта за время выбора зазора одним из приводов, а в системе второго — как за счет выбора зазора, так и за счет разных статических моментов при больших заданиях скорости.

Динамика в режиме больших отклонений. В этих случаях может возникнуть необходимость применять параболический регулятор электрической синхронизации для оптимальной обработки ΔS_c . В этом случае выбранный ранее исходя из режима малых отклонений коэффициент k_4 следует рассматривать как линейный начальный участок параболического регулятора, обеспечивающий приемлемое демпфирование процесса.

Изменение взаимного положения двух механизмов осуществляется с помощью задания ΔS_s . При этом механизмы будут перемещаться в противоположных направлениях. Если необходимо перемещение только одного механизма, то на время обработки ΔS_c можно блокировать регуляторы тока и частоты вращения другого механизма. Практически такую схему управления можно реализовать, используя в ка-

честве датчиков S_1 и S_2 сельсины или синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы и включая между ними по дифференциальной схеме задатчик (сельсин или соответственно вращающийся трансформатор). Поворот ротора задатчика и будет являться заданием ΔS_s .

Для исключения останова приводов с токами необходимо либо блокировать регуляторы, либо вводить зону нечувствительности в регуляторе 4. При этом сигнал регулятора при выходе из зоны нечувствительности должен вызывать появление токов, превышающих максимальный ток трогания приводов.

Часто система электрической синхронизации имеет внешний позиционный контур. Если обратная связь по позиции осуществлена только на одном приводе, а задание с выхода регулятора позиции подается на оба регулятора скорости, то при любом варианте системы электрической синхронизации задание ΔS_s будет обрабатываться приводом, не охваченным обратной связью по позиции. В этом случае можно исключить связь по каналу электрической синхронизации для привода, охваченного обратной связью по позиции. Обработка ошибки ΔS_c двумя приводами возможна лишь в позиционной системе, в которой обратная связь по положению выполнена в виде полусуммы позиций $(S_1 + S_2)/2$ [1-19].

1-54. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Цифровые системы регулирования выполняют задачу поддержания или изменения по определенной программе частоты вращения электродвигателей и отличаются высокой точностью и простотой сопряжения с цифровыми системами управления, включая УВМ.

Использование цифровой системы регулирования скорости в случаях поддержания высокой точности имеет преимущество перед другими системами, обусловленное наличием относительно простых и точных импульсных датчиков частоты вращения.

Цифровые системы регулирования скорости электроприводов нашли широкое применение в ряде областей промышленности: металлургической (черная и цветная) — регулирование скорости прокатки, транспортные линии, агрегаты резки и др.; бумажной — регулирование скорости электроприводов бумагоделательных машин; энергетической — регулирование частоты, авиационной, автомобильной и машиностроительной — программное управление и регулирование скорости при испытании агрегатов и узлов машин.

Цифровые системы регулирования скорости электропривода могут быть выполне-

ны полностью цифровыми или цифро-аналоговыми.

Для регулирования скорости промышленных электроприводов наиболее целесообразным является использование цифро-аналоговых систем регулирования, включая имеющуюся элементную базу.

Построение цифро-аналоговых систем регулирования скорости электроприводов по принципу подчиненного регулирования параметров позволяет использовать все преимущества подобных аналоговых систем, а также унифицировать цифровые узлы этих систем.

Наибольшее распространение получили следующие цифро-аналоговые системы регулирования скорости электропривода (ЦАСР):

а) с использованием цифрового интегрального регулятора (ЦИР) и импульсного датчика скорости (рис. 1-272, а);

б) с использованием ЦИР, аналогового датчика скорости и импульсного датчика скорости (рис. 1-272, б);

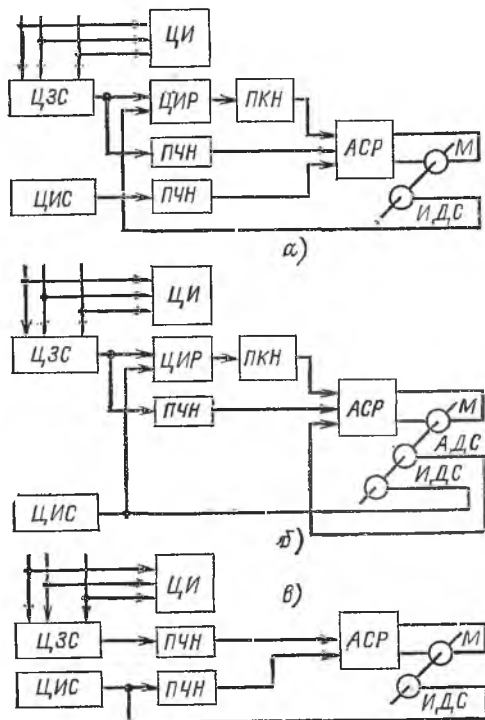


Рис. 1-272. Функциональные схемы цифровых систем регулирования скорости электропривода.

ЦЗС — цифровой задатчик скорости; ЦИР — цифровой интегральный регулятор; ИДС — импульсный датчик скорости; ПЧН — преобразователь «частота—напряжение»; АСР — аналоговая часть системы регулирования скорости; М — электродвигатель; ЦИС — цифровой измеритель скорости; ЦИ — цифровой индикатор.

в) без цифрового интегрального регулятора (рис. 1-272, в).

При требовании поддержания статической точности заданной скорости, не превышающей 0,2—0,5%, может быть использована более простая ЦАСР, представленная на рис. 1-272, в.

Вместо ПЧН в цепи задания аналогового сигнала скорости может быть использован преобразователь кода задания в напряжение (ПКН).

В настоящее время ЦАСР выполняется на базе использования интегральных микросхем, что позволяет повысить их надежность, увеличить помехоустойчивость и снизить габариты.

ЦЗС в общем случае представляет собой узел, обеспечивающий ввод цифрового задания оператором или от УВМ, корректировку этого задания (плавное увеличение или снижение заданного значения) и преобразование цифрового задания в пропорциональный частотный сигнал; должен обеспечить изменение задания с заданным темпом в тех случаях, когда задание скорости на входе ЦЗС изменяется толчком.

Функциональная схема ЦЗС приведена на рис. 1-273.

ЦЗС выполняется на основе преобразователя «код — частота» (ПКЧ), а также может быть выполнен работающим в двоичном коде или в двоично-десятичном. Более распространенным является использование двоичнодесятичного кода, который позволяет оператору работать в привычном для него десятичном исчислении, а также осуществлять ручное задание в десятичном виде. При этом индикация задания, хранящегося в счетчике СТ, осуществляется в десятичном виде.

Заданное число в виде кода поступает от ручного цифрового задатчика или от УВМ в регистр памяти RG. По сигналу «ввод задания» содержимое СТ изменяется с заданным темпом до величины, равной заданию, хранящемуся в RG.

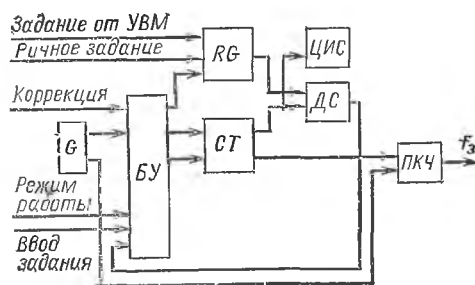


Рис. 1-273. Функциональная схема ЦЗС.

Г — генератор частотных сигналов; БУ — блок управления; RG — регистр памяти; СТ — реверсивный счетчик; ДС — дискриминатор кодов; ЦИС — индикатор заданной скорости; ПКЧ — преобразователь «код—частота».

Частота следования импульсов на выходе ЦЗС пропорциональна заданной частоте вращения электродвигателя n_3

$$f_3 = n_3 k_f, \quad (1-270)$$

где $k_f = f_{0,c}/n_d$ — коэффициент передачи импульсов датчика частоты вращения (имп/с)/об/мин; $f_{0,c}$ — частота следования импульсов обратной связи, имп/с; n_d — частота вращения двигателя, об/мин.

В преобразователе «код—частота» происходит операция умножения опорной частоты f_0 , получаемой от генератора опорной частоты G , на код цифрового задания скорости k_s , хранящийся в счетчике СТ.

При необходимости оператор путем подачи сигнала коррекции может плавно уменьшать или увеличивать величину задания скорости, хранящуюся в СТ. При необходимости задания или изменения ускорений при разгоне или замедлении электродвигателя в цепь опорного частотного сигнала, поступающего на вход блока управления может быть включен узел цифрового задания ускорения ЦЗУ, по своей структуре аналогичный узлу ЦЗС.

ПКЧ осуществляет преобразование числа в параллельном коде в пропорциональную ему частоту. Наиболее удобным вариантом выполнения ПКЧ считается использование для этой цели накапливающего сумматора. Принцип действия — интегрирование с заданной тактовой частотой кода преобразуемого числа на накапливающем сумматоре с выделением сигнала переполнения, частота повторения которого является выходной частотой преобразователя.

Преобразователь реализует следующую функцию:

$$F_{\text{вых}} = KN \text{ при } N < S, \quad (1-271)$$

где $F_{\text{вых}}$ — выходная частота, Гц; $K = F_{\text{вх}}/N$ — коэффициент преобразования, Гц/ед.; $F_{\text{вх}}$ — входная частота, Гц; N — код преобразуемого числа; S — числовой объем сумматора (число состояний, в которых может находиться сумматор), ед.

Возможно преобразование числа в двоичном коде

$$N = (N)_2 = a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + \dots + a_0 2^0; \quad S = (S)_2 = 2^n, \quad (1-272)$$

где a — коэффициент, принимающий значение 0,1; n — число разрядов двоичного кода, число разрядов сумматора.

Возможно преобразование числа в двоично-десятичном коде

$$N = (N)_{10} = b_{m-1} \cdot 10^{m-1} + b_{m-2} \cdot 10^{m-2} + \dots + b_0 10^0; \quad S = (S)_{10} = 10^m, \quad (1-273)$$

где b — коэффициент, принимающий значения 0, 1, ..., 9; m — число десятичных разрядов кода (число тетрад сумматора).

Другой распространенный ранее вариант ПКЧ выполнен в виде управляемого делителя частоты, основанного на принципе разложения опорной частоты в ряд частот с их последующим синтезом. Работа такого ПКЧ описана в предыдущем издании справочника. Рассмотренный здесь ПКЧ имеет меньшую неравномерность следования импульсов на его выходе.

Импульсный датчик скорости должен иметь на выходе синусоидальное или импульсное напряжение, частота которого пропорциональна частоте вращения вала без каких-либо погрешностей. Такие датчики осуществляются на различных физических принципах и многообразны по конструктивному исполнению.

Электромагнитные датчики скорости. Из серийно выпускаемых машин наиболее подходят для этой цели синхронные генераторы трехфазного тока повышенной частоты серий ГИС1 и ГИС2. Использование таких датчиков в ЦАСР затруднено из-за необходимости формировать прямоугольный сигнал из синусоидального, меняющего свою амплитуду; отсутствия признаков направления вращения и ограниченного частотного диапазона. Известно использование частотно-индукционных, частотно-трансформаторных и емкостных датчиков скорости, но промышленность эти датчики не выпускает.

Наиболее перспективны импульсные датчики скорости, выполненные на принципе модуляции светового потока, падающего на светочувствительный элемент. К числу таких датчиков относится датчик скорости типа ПДФ, выпускаемый электротехнической промышленностью. Этот датчик предназначен для использования совместно с системами, построенными на базе УБСР—ДИ (унифицированная блочная система регулирования).

Преобразователь «частота—напряжение» строится по принципу преобразования частоты в последовательность однополярных импульсов постоянной длительности с последующим выделением постоянной составляющей, пропорциональной частоте. Формирование импульсов постоянной длительности может производиться параметрически с помощью конденсаторов или сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. Более распространенный способ связан с использованием счетных схем. Применение интегральных микросхем позволяет широко использовать счетный способ.

На рис. 1-274 приведена функциональная схема преобразователя «частота—напряжение», построенная по принципу счета импульсов опорной частоты.

Опорная частота f_0 от генератора опорной частоты через схему управления поступает на вход счетчика СТ, начиная с момента прихода импульса преобразуемой частоты f_n на вход триггера Т до момента заполнения объема счетчика. Сигнал переполнения счетчика переводит триггер в исходное состояние. Емкость счетчика выбирается таким образом, чтобы время его за-

полнения было равно требуемой длительности импульса

$$t_{\text{п}} \leq \frac{1}{f_{\text{п, max}}}, \quad (1-274)$$

где $f_{\text{п, max}}$ — максимально возможное значение преобразуемой частоты.

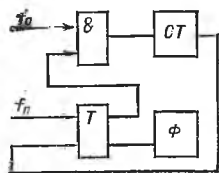


Рис. 1-274. Функциональная схема преобразователя «частота — напряжение».

СТ — счетчик; Т — триггер; Ф — фильтр.

Сигнал с выхода триггера подается на вход фильтра Φ , выделяющего постоянное напряжение, пропорциональное преобразуемой частоте.

Цифровой интегральный регулятор выполняет задачу непрерывного сравнения двух частотных сигналов (f_a — частота сигнала задания и $f_{0, c}$ — частота сигнала обратной связи) с выдачей непрерывного сигнала, пропорционального интегралу разности частот во времени; ЦИР представляет собой реверсивный счетчик с узлом разделения импульсов во времени на его входе и с преобразователем «код — напряжение» на выходе. Узел разделения входных импульсов защищает реверсивный счетчик от поступления на его входы полностью или частично совпадающих во времени импульсов с частотой f_a и $f_{0, c}$. Совпадение на входе реверсивного счетчика указанных импульсов вызывает его неправильную работу.

Известны два основных способа осуществления узла разделения импульсов: синхронный и асинхронный. Асинхронный способ заключается в том, что если есть частичное или полное совпадение импульсов, то они или блокируются и не поступают на счетчик, или сдвигаются относительно друг друга. Наиболее распространен синхронный способ разделения импульсов с использованием тактовой опорной частоты, значение которой должно быть как ми-

нимум на порядок больше, чем сравниваемые частоты; при этом импульсы, поступающие на вход реверсивного счетчика, всегда разнесены во времени на величину, кратную периоду тактовой частоты.

Реверсивный счетчик, как правило, выполняется двучинным, что позволяет сократить объем аппаратуры. Вопрос выбора объема реверсивного счетчика рассматривается ниже. Соответственно преобразователь «код — напряжение» выполняется двучинным, что в свою очередь упрощает его аппаратное воплощение.

Погрешности ПКН, связанные с изменением напряжения питания, температуры и т. п., не влияют на точность поддержания скорости, так как реверсивный счетчик в любом случае стремится свести разность частот задания и обратной связи к нулю.

Выбор параметров ЦАСР скорости электропривода, построенной по принципу подчиненной системы регулирования. На рис. 1-275 приведена схема двукратноинтегрирующей системы регулирования скорости, построенной по принципу подчиненного регулирования параметров с отдельно выполненными пропорциональным и интегральными регуляторами частоты вращения. Внутренний контур тока с ПИ-регулятором настроен на модульный оптимум. Пропорциональный регулятор частоты вращения также настроен на модульный оптимум. Параметры интегрального регулятора частоты вращения выбираются из условия выполнения соотношений симметричного оптимума.

В рассматриваемой цифро-аналоговой системе ПИ-регулятор тока и П-регулятор частоты вращения выполнены на аналоговых элементах. Интегральный регулятор выполнен цифровым с аналоговым выходом.

На входе пропорционального регулятора частоты вращения сравниваются аналоговые сигналы: выходной сигнал интегрального регулятора и сигнал обратной связи по скорости. На входе цифрового интегратора происходит сравнение частот задающего сигнала и сигнала от частотного датчика скорости (сигнал обратной связи).

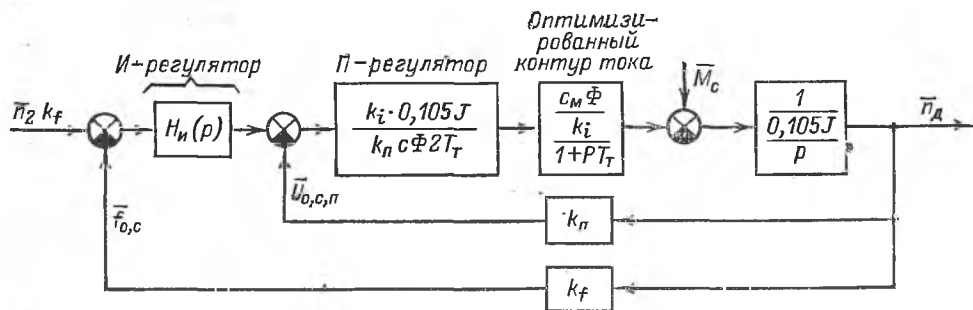


Рис. 1-275. Структурная схема двукратноинтегрирующей системы регулирования скорости электропривода.

При достаточно высоких частотах задающих сигналов и сигналов обратной связи и как следствие низком уровне пульсаций на выходе цифрового интегратора расчет параметров системы (коэффициента усиления интегратора, коэффициентов усиления П-регулятора и обратной связи контура с П-регулятором) может производиться так же, как и для обычных аналоговых систем.

Важным моментом при расчете параметров системы является выбор объема счетчика цифрового интегратора. Необходимый объем счетчика определяет разрядность преобразователя «код—напряжение». Целесообразно иметь меньший объем счетчика цифрового интегратора.

При проектировании цифро-аналоговой системы маловажным становится вопрос рационального выбора структуры системы с точки зрения сокращения объема счетчика цифрового интегратора.

Вопросы выбора объема счетчика цифрового интегратора и выбора структуры системы подробно рассмотрены в [1-3].

1-55. ЧАСТОТНЫЙ АНАЛИЗ СИСТЕМ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В основу частотного анализа переходных процессов в замкнутых системах регулируемого электропривода положено преобразование Лапласа. С его помощью устанавливается связь между показателями переходных процессов, возникающих в таких системах, и параметрами логарифмических (ЛАЧХ) соответствующих разомкнутых систем.

Выявление этой связи позволяет с минимальной затратой времени произвести анализ рассматриваемых систем, выбрать и рассчитать для них корректирующие звенья, сравнить различные варианты построения структурных схем, оценить предельные возможности систем по точности, быстродействию, устойчивости, перерегулированию и другим показателям.

Системы регулируемого электропривода подвергаются различным внешним управляющим и возмущающим воздействиям. Реакции на эти воздействия определяют динамические свойства и качество таких систем.

В большинстве случаев ограничиваются рассмотрением реакций на изменение задающего сигнала на входе системы (управляющее воздействие) и на изменение статической нагрузки на валу двигателя (возмущающее воздействие).

Существует однозначная зависимость между формой ЛАЧХ и реакциями систем на указанные воздействия.

Методы построения ЛАЧХ детально рассмотрены в [1-35].

Наибольший интерес представляют реакции на три вида стандартных управля-

ющих (или возмущающих) воздействий (рис. 1-276):

а) на единичное ступенчатое воздействие (единичный скачок) $f_T(t)$;

б) на единичную импульсную функцию, или дельта-функцию $f_H(t)$;

в) на линейно возрастающий с единичной скоростью сигнал. Вместо этой реакции

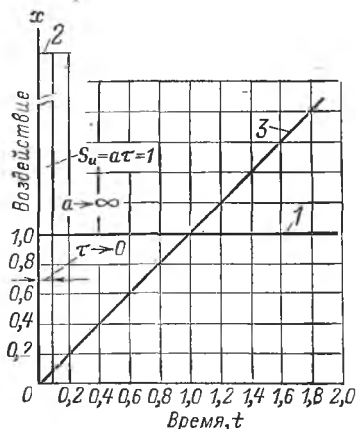


Рис. 1-276. Характерные виды воздействий на системы электропривода.

1 — ступенчатое воздействие (единичный скачок); 2 — импульсное воздействие; 3 — линейное изменение задания с единичной скоростью.

целесообразно рассматривать скоростную ошибку $f_0(t)$, которая равна разности линейно-возрастающего сигнала на входе и выходного сигнала (динамическое рассогласование системы).

Реакции $f_i(t)$, $f_n(t)$ и $f_0(t)$ или единичные переходные функции рассматриваемых систем позволяют определить наиболее существенные динамические показатели регулируемых электроприводов [1-36].

На рис. 1-277 представлена структурная схема электропривода постоянного тока с системой регулирования скорости в виде, удобном для частного анализа. При этой схеме:

1) поведение электропривода при ступенчатом изменении задания $\Delta\Omega_a$ определяется соотношениями:

изменение угловой скорости двигателя

$$\Delta\Omega(t) = \Delta\Omega_a f_T(t); \quad (1-275)$$

динамический ток якоря

$$I_{\text{дин}}(t) = \frac{E_{\text{д.н}}}{\Omega_n} \frac{T_{\text{эм}}}{R} \Delta\Omega_a f_i(t), \quad (1-276)$$

где $E_{\text{д.н}}$ — номинальная э. д. с. двигателя, В; Ω_n — номинальная угловая скорость, рад/с; $T_{\text{эм}}$ — электромеханическая постоянная времени электропривода, с; R — сопротивление якорной цепи, Ом.

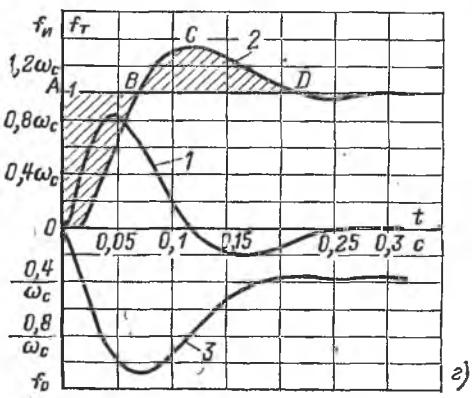
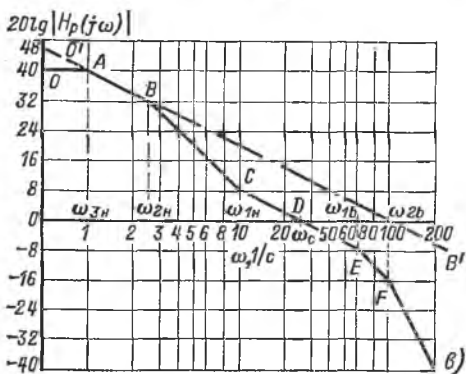
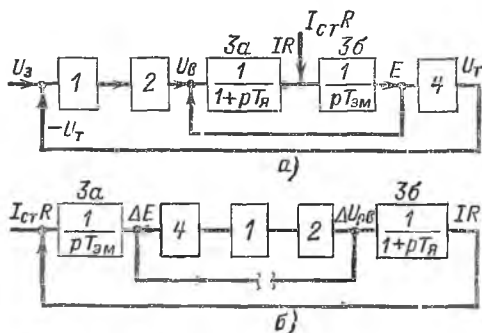


Рис. 1-277. Структурная схема электропривода постоянного тока с регулятором скорости.

а — в режиме изменения задания; б — при набросе статической нагрузки; 1 — усилитель; 2 — вентиляционный преобразователь с системой управления; 3а и 3б — двигатель; 4 — тахогенератор; $T_{\text{я}}$ — электромагнитная якорной цепи и $T_{\text{эм}}$ — электро-механическая постоянные времени; $I_{\text{ст}}$ — ток статической нагрузки; R — сопротивление якорной цепи; в — пример ЛАЧХ разомкнутой системы; г — единичные переходные функции системы, ЛАЧХ которой изображена на рис. а; 1 — реакция на импульс; 2 — реакция на ступенчатое воздействие; 3 — скоростная ошибка; ω — угловая частота, с⁻¹.

Значения $E_{\text{д.н.}}$, Ω и $T_{\text{эм}}$ относятся к одному и тому же магнитному потоку двигателя; 2) поведение электропривода при линейно-изменяющемся задающем сигнале на входе $\Omega_3 = \epsilon_3 t$. Изменение скорости двигателя

$$\Omega = \epsilon_3 [I - f_0(t)]; \quad (1-277)$$

динамический ток якоря

$$I_{\text{дин}} = \frac{E_{\text{д.н.}}}{\Omega_{\text{н}}} \cdot \frac{T_{\text{эм}}}{R} \epsilon_3 f_{\text{T}}(t); \quad (1-278)$$

производная динамического тока якоря

$$\frac{dI_{\text{дин}}}{dt} = \frac{E_{\text{д.н.}}}{\Omega_{\text{н}}} \cdot \frac{T_{\text{эм}}}{R} \epsilon_3 f_{\text{и}}(t); \quad (1-279)$$

3) поведение электропривода при ступенчатом приложении нагрузки на валу двигателя, соответствующей статическому току $I_{\text{ст}}$. Изменение скорости двигателя

$$\Delta\Omega = \frac{I_{\text{ст}} R}{E_{\text{д.н.}}} \cdot \frac{\Omega_{\text{н}}}{T_{\text{эм}}} f_0(t). \quad (1-280)$$

Если ввести понятие «естественное снижение» скорости при статическом токе $I_{\text{ст}}$ (при отсутствии регулятора скорости)

$$\Delta\Omega_{\text{е}} = \frac{I_{\text{ст}} R}{E_{\text{д.н.}}} \Omega_{\text{н}}, \quad (1-281)$$

то

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta\Omega_{\text{е}}}{T_{\text{эм}}} f_0(t). \quad (1-282)$$

Максимальному значению $f_0(t)$ соответствует максимум динамической посадки скорости при набросе нагрузки.

Ток якоря двигателя

$$I = I_{\text{ст}} f_{\text{T}}(t). \quad (1-283)$$

Производная тока якоря двигателя

$$\frac{dI}{dt} = I_{\text{ст}} f_{\text{и}}(t). \quad (1-284)$$

Необходимо указать на отличия структурных схем систем регулируемого электропривода при приложении к ним управляющего и возмущающего воздействия. При приложении возмущающего воздействия обычно пренебрегают влиянием изменения э. д. с. двигателя на характер переходных процессов и размыкают соответствующую связь по э. д. с. (рис. 1-277, б).

Отсутствие этой связи влечет за собой некоторое изменение передаточной функции системы и соответственно реакции на стандартные сигналы $f_{\text{T}}(t)$, $f_{\text{и}}(t)$ и $f_0(t)$ по сравнению со случаем приложения к ней управляющего воздействия;

4) связь между формой ЛАЧХ различных систем электропривода и реакциями этих систем $f_{\text{T}}(t)$, $f_{\text{и}}(t)$ и $f_0(t)$ на стандартные воздействия.

Классификация рассматриваемых систем принимается в соответствии с формой участков их ЛАЧХ.

Если участок ЛАЧХ параллелен оси абсцисс, т. е. имеет нулевой наклон, то он обозначается цифрой 0. Соответственно единичный наклон участка ЛАЧХ, равный 20 дБ/дек, обозначен цифрой 1; наклон, равный 40 дБ/дек, — цифрой 2; наклон 60 дБ/дек — цифрой 3 и т. д. При этом обычно рассматривают только такие системы, ЛАЧХ которых пересекают ось абсцисс с наклоном 20 дБ/дек.

Пример расфигуровки обозначения системы 0-2-1-2-3. Эта система в разомкнутом состоянии имеет ЛАЧХ, в которой по мере возрастания частоты происходит чередование участков с нулевым наклоном, наклоном 40 дБ/дек, 20 дБ/дек (в области частоты среза ω_c), 40 дБ/дек и, наконец, неограниченно продолжающимся наклоном 60 дБ/дек.

Рассмотрение характерных динамических свойств систем регулирования различного типа позволяет сформулировать общие правила, определяющие связь между формой ЛАЧХ и основными показателями реакций системы на стандартные воздействия (в качестве иллюстрации на рис. 1-277, в приведена ЛАЧХ разомкнутой системы класса 0-1-2-1-2-3, а на рис. 1-277, г — кривые реакций этой системы на стандартные воздействия):

1. Динамические свойства системы определяются в основном участками ЛАЧХ, близкими к частоте среза. Чем дальше от ω_c находится участок ЛАЧХ (справа или слева), тем меньше его влияние на характер переходных процессов. Например, реакции на стандартные воздействия, изображенные на рис. 1-277, мало отличаются от таких же для системы 2-1-2 с совпадающими участками с наклоном 20 и 40 дБ/дек в области частоты среза.

2. Частота среза определяет временной масштаб переходных процессов в системах автоматического регулирования. Наряду с увеличением быстродействия с ростом ω_c увеличивается абсолютное значение реакции на импульс и уменьшается скоростная ошибка.

3. Для правильно сконструированных и настроенных систем регулирования наклон ЛАЧХ в области частоты среза должен быть равен 20 дБ/дек. Чем протяженнее участки с таким наклоном по обе стороны от ω_c , тем меньше отличия переходных процессов в рассматриваемой системе от системы 1, имеющей нулевую статическую ошибку при ступенчатом воздействии.

4. Участок с нулевым наклоном ЛАЧХ в области очень низких частот (до нулевой частоты) определяет конечный коэффициент усиления системы, т. е. ее статизм. Однако если этот коэффициент усиления превосходит 10, то переходные процессы в такой системе практически не отличаются от соответствующих переходных процессов в астатической системе.

В установившемся режиме статическая система обрабатывает ступенчатый сигнал с ошибкой конечной величины, зависящей

от коэффициента усиления разомкнутой системы k :

$$\Delta y = \frac{1}{1+k} \approx \frac{1}{k}. \quad (1-285)$$

При линейном возрастании воздействия ошибка после окончания переходного процесса состоит из двух составляющих: скоростной ошибки $f_{0,y}$, накопившейся за время переходного процесса, которая практически одинакова для статической системы и астатической 1-го порядка, и ошибки $f_{0,y2}$, непрерывно возрастающей в результате интегрирования погрешности регулятора.

Для статических систем с $k > 5$ эта составляющая становится существенной только после окончания переходного процесса, т. е. при $t \gg t_y$.

5. Наличие участка с наклоном 40 дБ/дек в области низких частот (слева от частоты среза) приводит к тому, что система приобретает свойства двукратно-интегрирующей. Эти свойства проявляются тем сильнее, чем протяженнее участок с наклоном 40 дБ/дек.

6. Участок с наклоном 40 дБ/дек в низкочастотной области влияет на характер реакции системы на ступенчатое воздействие. При наличии этого участка имеет место перерегулирование, величина которого тем больше, чем ближе сопрягающая частота $\omega_{1\pi}$ к частоте среза ω_c .

Кривая реакции на единичное ступенчатое воздействие приведена на рис. 1-277, г. Ее характер определяется тем, что площадь OAB численно равна максимуму скоростной ошибки $f_{0,max}$, а разность площадей OAB и BCD — установившейся скоростной ошибке $f_{0,y}$.

Площадь BCD определяется протяженностью участка с наклоном 40 дБ/дек, т. е. отношением $\omega_{1\pi}/\omega_{2\pi}$. Если этот участок приближается к частоте среза, т. е. уменьшается отношение $\omega_c/\omega_{1\pi}$, то время перерегулирования уменьшается, но ординаты кривой BCD соответственно возрастают, поскольку величина площади BCD должна остаться неизменной.

7. Время достижения первого согласования $t_{\pi 1}$ равно времени достижения максимума скоростной ошибки $t_{0,max}$.

Время затухания перерегулирования реакции на ступенчатое воздействие определяется в основном граничной частотой участка с наклоном 40 дБ/дек и приблизительно равно $2/\omega_{1\pi}$. Таким образом, полная продолжительность переходного процесса t_y для системы, имеющей участок с наклоном 40 дБ/дек в области низких частот, равна:

$$t_y \approx \frac{3}{\omega_c} + \frac{2}{\omega_{1\pi}}. \quad (1-286)$$

8. Высокочастотная область ЛАЧХ (справа от ω_c) влияет прежде всего на характер реакции на импульс. Для систем, у которых участок с наклоном 20 дБ/дек простирается неограниченно вправо, реакция на импульс возрастает скачкообразно

до максимального значения в момент времени $t = 0$. Все реальные системы в области высоких частот имеют наклон ЛАЧХ, превышающий 20 дБ/дек, вследствие чего передний фронт реакции на импульс сглаживается.

9. Высокочастотный участок ЛАЧХ с наклоном 40 дБ/дек оказывает влияние на задержку в появлении реакции на ступенчатое воздействие.

Приближенно можно считать, что эта реакция близка к нулю в течение некоторого времени запаздывания $t_{\tau, \text{зап}}$, а затем начинает возрастать

$$t_{\tau, \text{зап}} \approx \frac{1}{\omega_{1B}}. \quad (1-287)$$

Если ЛАЧХ в области высоких частот содержит участок с наклоном 60 дБ/дек, то полное время запаздывания реакции $f_{\tau}(t)$ может быть приближенно оценено:

$$t_{\tau, \text{зап}} \approx \frac{1}{\omega_{1B}} + \frac{1}{\omega_{2B}}. \quad (1-288)$$

10. Если верхняя сопрягающая частота ω_{1B} близка к частоте среза ω_c , то время запаздывания $t_{\tau, \text{зап}}$ составляет значительную часть от времени первого согласования реакции на ступенчатое воздействие $t_{\tau 1}$. В момент $t_{\tau 1}$ реакция на импульс при этом оказывается существенно отличной от нуля, что приводит к перерегулированию реакции на ступенчатое воздействие и вызывает в дальнейшем затухающий колебательный процесс.

11. В системах, имеющих участок с наклоном 40 дБ/дек со стороны низких и высоких частот, перерегулирование реакции на ступенчатое воздействие определяется интегрированием начального рассогласования в связи с наличием участка с наклоном —40 дБ/дек в области низких частот и запаздыванием реакции на ступенчатое воздействие из-за участка с наклоном 40 дБ/дек в области высоких частот.

Перерегулирование реакции на ступенчатое воздействие может быть оценено с помощью приближенного выражения

$$\sigma_{\tau \max} \approx 1 - \sin \Delta \varphi_c, \quad (1-289)$$

где $\Delta \varphi_c$ — избыток фазы при частоте среза ω_c .

Нижне рассмотрены системы 1; 0-1; 1-2; 2-1 и 2-1-2. Анализ систем 0-1-2; 1-2-1; 1-2-3 и 1-3, аккумулирующих определенные свойства перечисленных выше систем, приведен во втором издании справочника.

Реакции систем первого порядка

Система 1, имеющая нулевую статическую ошибку при ступенчатом воздействии, представляет собой систему с астатизмом первого порядка. Ее передаточная функция в разомкнутом состоянии $H_p(p)$ записывается следующим образом:

$$H_p(p) = \frac{\omega_c}{p}, \quad (1-290)$$

где ω_c — частота среза, 1/с.

ЛАЧХ, соответствующая (1-290), изображена на рис. 1-278.

Передаточная функция замкнутой системы при единичной жесткой обратной связи (здесь и в дальнейшем рассматривается единичная обратная связь)

$$H_B(p) = \frac{H_p(p)}{1 + H_p(p)} = \frac{\omega_c}{\omega_c + p}. \quad (1-291)$$

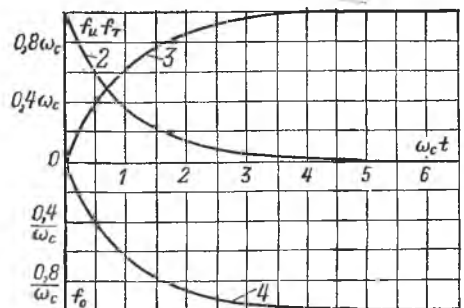
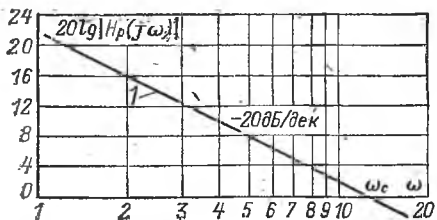


Рис. 1-278. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика и единичные переходные функции для системы 1.

1 — ЛАЧХ системы; 2 — реакция на импульс; 3 — реакция на ступенчатое воздействие; 4 — скоростная ошибка; $|H_p|$ — модуль функции $H_p(j\omega)$ в децибелах.

Изображения переходного процесса в системе 1 имеют вид:

при воздействии на нее импульсной функции

$$F_H(p) = \frac{\omega_c}{\omega_c + p}; \quad (1-292)$$

при единичном ступенчатом воздействии

$$F_T(p) = \frac{1}{p} \frac{\omega_c}{\omega_c + p}, \quad (1-293)$$

скоростная ошибка (при линейном возрастании задания с единичной скоростью)

$$F_O(p) = \frac{1}{p(\omega_c + p)}. \quad (1-294)$$

Оригиналы (1-292), (1-293), (1-294): реакция на импульсное воздействие

$$f_H = \omega_c e^{-\omega_c t}; \quad (1-295)$$

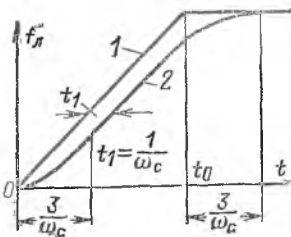


Рис. 1-279. Линеиное изменение задания и выходной величины в системе 1.

1 — изменение задания; 2 — изменение выходной величины.

реакция на ступенчатое воздействие

$$f_T = 1 - e^{-\omega_c t}; \quad (1-296)$$

скоростная ошибка

$$f_0 = \frac{1}{\omega_c} (1 - e^{-\omega_c t}). \quad (1-297)$$

Соответствующие кривые представлены на рис. 1-278, где по оси абсцисс отложен безразмерный временной параметр $\omega_c t$. Под продолжительностью переходного процесса понимается время от начала процесса до того момента, когда значения функций отличаются от своих установившихся значений не более чем на 5%.

Для систем 1 это время определяется по выражению

$$\omega_c t_T = 3. \quad (1-298)$$

На рис. 1-279 изображено линейно-нарастающее задание, достигающее установившегося значения при $t = t_0$, и изменение выходного значения. Из рис. 1-279 следует, что в начале процесса скоростная ошибка равна нулю, а через время $t_y \approx 3/\omega_c$ она достигает 95% своего установившегося значения, равного $1/\omega_c$. После этого выходная величина нарастает практически с той же скоростью, что и задание, отставая от него во времени на $t_1 = 1/\omega_c$.

С момента прекращения роста задания (t_0) для выходной величины понадобится время $t_y \approx 3/\omega_c$, прежде чем она достигнет практически установившегося значения.

Система 1, являясь астатической системой первого порядка, имеет установившуюся скоростную ошибку, равную $1/\omega_c$.

Система 0-1 (ЛАЧХ на рис. 1-280, кривая 1) представляет собой апериодическое звено с коэффициентом усиления k и постоянной времени T . Частота сопряжения участков с нулевым и единичным наклоном $\omega_0 = 1/T$.

При единичном ступенчатом воздействии установившаяся ошибка системы 0-1 равна:

$$\Delta = \frac{1}{1+k} \text{ или при } k \gg 1 \quad \Delta \approx \frac{1}{k}. \quad (1-299)$$

Ее передаточные функции в разомкнутом и замкнутом состоянии соответственно равны:

$$H_p(p) = \frac{k}{1+pT} = \frac{k\omega_0}{p+\omega_0}; \quad (1-300)$$

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{k\omega_0}{p+(k+1)\omega_0}. \quad (1-301)$$

Установившаяся ошибка для системы 0-1 не равна нулю и определяется уравнением (1-299).

Ошибка системы 0-1 при линейном возрастании задания имеет две составляющие: одну тождественную скоростной ошибке в системе 1, и вторую, возрастающую линейно из-за конечной статической ошибки по заданию (рис. 1-281). Вторая составляющая называется позиционной ошибкой.

При $k \gg 1$ (практически при $k > 5$) частота среза $\omega_c \approx k\omega_0$ (ошибка менее 4%) и оригиналы функций (табл. 1-35) принимают вид:

$$f_n = \omega_c e^{-\frac{k+1}{k} \omega_c t}; \quad (1-302)$$

$$f_T = \frac{k}{1+k} \left(1 - e^{-\frac{k+1}{k} \omega_c t} \right); \quad (1-303)$$

$$f_0 = \frac{t}{1+k} + \frac{1}{\omega_c} \left(1 - e^{-\frac{k+1}{k} \omega_c t} \right). \quad (1-304)$$

Несмотря на то что в установившемся режиме система 0-1 имеет принципиальные отличия от системы 1, в переходных режимах (за период от 0 до $3\omega_c t$) для значений $k > 5$ обе эти системы ведут себя практически одинаково.

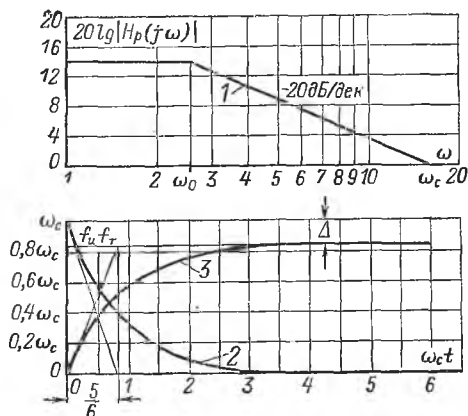


Рис. 1-280. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика и единичные переходные функции системы 0-1 для $k=5$. 1 — АЧХ системы; 2 — реакция на импульс; 3 — реакция на единичное ступенчатое воздействие.

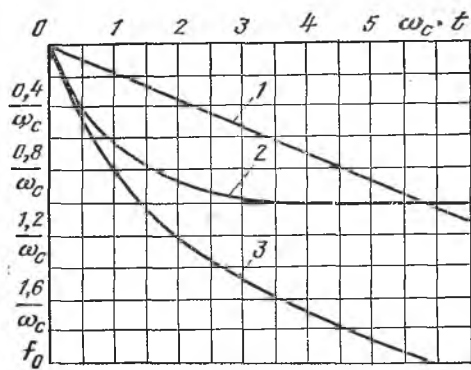


Рис. 1-281. Ошибка системы 0—1 при линейном возрастании задания для $k=5$.

1 — позиционная ошибка; 2 — скоростная ошибка; 3 — результирующая ошибка.

Пример. Рассчитаем показатели переходных процессов в системе электропривода постоянного тока с регулятором частоты вращения при постоянном потоке двигателя. Индуктивность якорной цепи двигателя примем равной нулю.

Структурная схема такой системы и ЛАЧХ представлены на рис. 1-282. Эта система является системой 0-1 с коэффициентом усиления $k=9$, частотой среза $\omega_c = 9$ 1/с.

Расчет ведем для трех случаев.

Ступенчатое изменение задания на величину $\Delta\Omega_\Sigma = 0,1\Omega_n$ при нулевом статическом моменте. Из (1-275) и (1-303) следует:

$$\Delta\Omega = \Delta\Omega_\Sigma \frac{k}{k+1} \left(1 - e^{-\frac{k+1}{k}\omega_c t} \right) = 0,09\Omega_n (1 - e^{-10t}).$$

Время переходного процесса

$$t_y = \frac{3}{\frac{k+1}{k}\omega_c} = 0,3 \text{ с.}$$

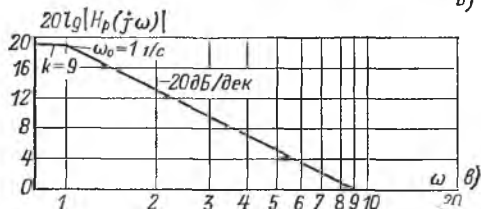
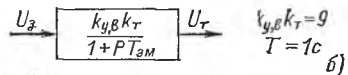
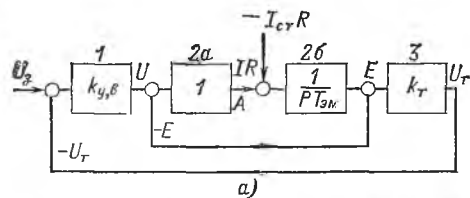


Рис. 1-282. Структурные схемы и ЛАЧХ системы регулирования частоты вращения при $T_n=0$.

а — структурная схема замкнутой системы; б — структурная схема преобразованной разомкнутой системы регулирования; в — ЛАЧХ системы 0—1; 1 — усилитель и вентильный преобразователь; 2а и 2б — двигатель; 3 — тахогенератор.

Установившаяся ошибка

$$\Delta = \frac{\Delta\Omega_\Sigma - \Delta\Omega_y}{\Delta\Omega_\Sigma} = \frac{1}{k+1} = 0,1.$$

Ток двигателя определяется с помощью (1-276) и (1-302).

Если принять $T_{эм}=1$ с, $R=0,1E_{д,н}/I_n$, где I_n — номинальный ток двигателя, то получим:

$$\frac{I_{дин}}{I_n} = \frac{E_{д,н}}{RI_n} T_m \frac{\Delta\Omega_\Sigma}{\Delta\Omega_n} \omega_c e^{-\frac{k+1}{k}\omega_c t} = 9e^{-10t}.$$

В начальный момент времени ($t=0$) бросок тока достигает недопустимого значения $9I_n$.

Т а б л и ц а 1-35

Переходные функции системы 0-1

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_n = \frac{k\omega_0}{p + (k+1)\omega_0}$	$f_n = k\omega_0 e^{-(k+1)\omega_0 t}$
На ступенчатое воздействие	$F_T = \frac{k\omega_0}{p[p + (k+1)\omega_0]}$	$f_T = \frac{k}{k+1} [1 - e^{-(k+1)\omega_0 t}]$
Ошибка при линейном воздействии заданная	$F_0 = \frac{p + \omega_0}{p^2[p + (k+1)\omega_0]}$	$f_0 = \frac{t}{k+1} + \frac{1 - e^{-(k+1)\omega_0 t}}{k\omega_0}$

Линейное возрастание задания со скоростью $\varepsilon_0 = 0,1 \Omega_n$ 1/с. Из (1-278) и (1-303) находим динамический ток двигателя:

$$\frac{I_{дин}}{I_n} = \frac{E_{дн}}{R I_n} T_{эм} \frac{\varepsilon_0}{\Omega_n} \frac{k}{k+1} \times \\ \times \left(1 - e^{-\frac{k+1}{k} \omega_c t} \right) = 0,9 (1 - e^{-10t}).$$

Динамический ток не превосходит 0,9 I_n .

Наброс статической нагрузки $I_{ст} = I_n$. Пренебрегая влиянием изменения э. д. с. двигателя при приложении возмущающего воздействия в структурной схеме рис. 1-282, разомкнем внутреннюю обратную связь по э. д. с. двигателя. При этом система трансформируется в систему типа 1 и ее передаточная функция для разомкнутого состояния

$$H'_p(p) = \frac{k_{у.п} k_c}{p T_{эм}} = \frac{\omega_c}{p}; \quad \omega_c = 9 \text{ 1/с.}$$

Из (1-280), (1-282), (1-297) и (1-303) находим:

$$I = I_{ст} (1 - e^{-\omega_c t}) = I_n (1 - e^{-9t});$$

изменение скорости двигателя

$$\frac{\Delta \Omega}{\Omega_n} = \frac{I_{ст} R}{E_{дн} T_{эм} \omega_c} (1 - e^{-\omega_c t}) = \\ = 0,011 (1 - e^{-9t}).$$

Система является статической по возмущению. Установившаяся ошибка по скорости, равная 1,1%, достигается через время

$$t_y = \frac{3}{\omega_c} = 0,33 \text{ с.}$$

Реакция систем второго порядка

Система 1-2 представляет собой сочетание интегрирующего и аperiodического звеньев. К таким системам, например, относится следящая система с электродвигателем постоянного тока, у которого индуктивность якорной цепи принята равной нулю (рис. 1-283).

Передаточная функция разомкнутой системы 1-2

$$H_p(p) = \frac{\omega_c}{p(1+pT)} = \frac{\omega_c \omega_0}{p(p+\omega_0)} \quad (1-305)$$

(для следящей системы на рис. 1-283 $T = T_{эм}$, $\omega_0 = \frac{1}{T_{эм}}$).

Обозначим $m = \omega_0/\omega_c$, тогда

$$H_p(p) = \frac{m \omega_c^2}{p(p+m \omega_c)}. \quad (1-306)$$

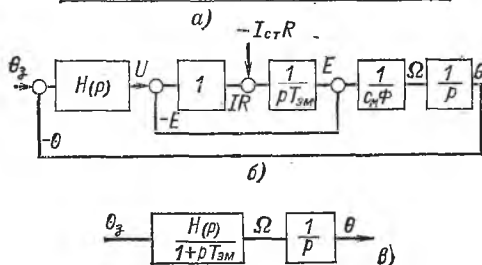
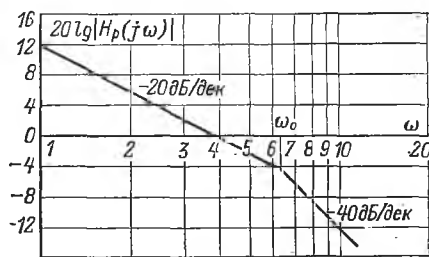


Рис. 1-283. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика и структурные схемы системы 1-2.

а — ЛАЧХ; б — структурная схема следящей системы с электродвигателем постоянного тока при $T_я = 0$; в — структурная схема той же системы в разомкнутом состоянии при $I_{ст} = 0$; $c\Phi$ — поток двигателя; Ω — угловая скорость; θ_z — задаваемый путь; θ — путь, проходимый двигателем.

Передаточная функция замкнутой системы 1-2

$$H_{зам}(p) = \frac{m \omega_c^2}{p^2 + m \omega_c p + m \omega_c^2}. \quad (1-307)$$

Для $m > 4$ переходные функции системы 1-2 будут иметь аperiodический характер, для $m < 4$ — колебательный характер. Значение $m = 4$ соответствует критическому режиму, граничному между аperiodическим и колебательным.

Аperiodический режим (табл. 1-36). При $m > 4$ уравнение (1-307) может быть представлено в виде

$$H_{зам}(p) = \frac{m \omega_c^2}{(p+\omega_1)(p+\omega_2)}, \quad (1-308)$$

где

$$\omega_1 = \omega_c \left(\frac{m}{2} + \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right); \quad (1-309)$$

$$\omega_2 = \omega_c \left(\frac{m}{2} - \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right). \quad (1-310)$$

В отличие от систем 1 и 0-1 значение реакции на импульс равно нулю в начальный момент времени.

Таблица 1-36

Переходные функции системы 1-2 аperiodического режима

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_{\text{и}} = \frac{m\omega_c^2}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$	$f_{\text{и}} = m\omega_c^2 \frac{e^{-\omega_2 t} - e^{-\omega_1 t}}{\omega_1 - \omega_2}$
На ступенчатое воздействие	$F_{\text{т}} = \frac{m\omega_c^2}{p(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$	$f_{\text{т}} = 1 - \frac{\omega_1 e^{-\omega_2 t} - \omega_2 e^{-\omega_1 t}}{\omega_1 - \omega_2}$
Скоростная ошибка	$F_o = \frac{p + m\omega_c}{p(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$	$f_o = \frac{1}{\omega_c} \times \left[1 + \frac{\frac{\omega_2}{\omega_1} e^{-\omega_1 t} - \frac{\omega_1}{\omega_2} e^{-\omega_2 t}}{\sqrt{m^2 - 4m}} \right]$

Моменты времени наступления максимума $f_{\text{и}}$ можно определить из следующего выражения:

$$\omega_0 t_{\text{и, max}} = \frac{m}{\sqrt{m^2 - 4m}} \times \ln \frac{m + \sqrt{m^2 - 4m}}{m - \sqrt{m^2 - 4m}}. \quad (1-311)$$

На рис. 1-284 представлены кривые $\omega_0 t_{\text{и, max}} = f(m)$ и $f_{\text{и, max}} = f(m)$. Их анализ

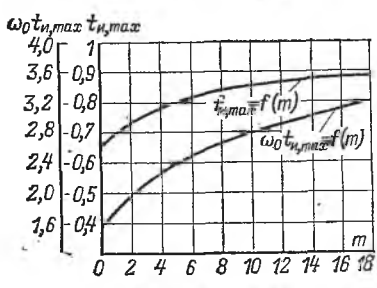


Рис. 1-284. Кривые $\omega_0 t_{\text{и, max}} = f(m)$ и $f_{\text{и, max}} = f(m)$ для системы 1-2.

показывает, что при изменении m от 4 до 20 значение $\omega_0 t_{\text{и, max}}$ изменяется в значительно меньших пределах (от 2 до 3,22); $f_{\text{и, max}}$ также изменяется в небольших пределах (от 0,735 ω_c до 0,89 ω_c).

Для определения $t_{\text{и, max}}$ справедливо следующее приближенное равенство:

$$t_{\text{и, max}} \approx \frac{2 \div 3}{\omega_0}. \quad (1-312)$$

Время переходного процесса для реакции на ступенчатое воздействие приближенно определяется из выражения $t_{\text{т, т}} = 3/\omega_2$, так как другая экспоненциальная составляющая затухает значительно скорее.

Колебательный режим (табл. 1-37). Для колебательного режима ($m < 4$) передаточная функция замкнутой системы 1-2 имеет следующий вид:

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{m\omega_c^2}{(p + \alpha)^2 + \beta^2}, \quad (1-313)$$

где

$$\alpha = \omega_c \frac{m}{2}; \quad \beta = \omega_c \sqrt{m - \frac{m^2}{4}}. \quad (1-314)$$

Реакция на импульс достигает максимального значения при $t_{\text{и, max}} = \varphi/\beta$.

При малых значениях φ , когда $m \rightarrow 4$, $\text{tg } \varphi \approx \varphi$

$$t_{\text{и, max}} = \frac{\text{tg } \varphi}{\beta} = \frac{2}{\omega_0}. \quad (1-315)$$

Кривые $\omega_0 t_{\text{и, max}} = f(m)$ и $f_{\text{и, max}} = f(m)$ на рис. 1-284 охватывают как аperiodический, так и колебательный режимы.

Перерегулирование при ступенчатом воздействии

$$\sigma_{\text{т, max}} = f_{\text{т, max}} - 1 = e^{-\frac{\pi\alpha}{\beta}}. \quad (1-316)$$

Время достижения первого максимума при ступенчатом воздействии

$$t_{\text{т1, max}} = \frac{\pi}{\beta}. \quad (1-317)$$

Таблица 1-37

Переходные функции системы 1-2 колебательного режима

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_{\Pi} = \frac{m\omega_c^2}{(p + \alpha)^2 + \beta^2}$	$f_{\Pi} = \frac{m\omega_c^2}{\beta} e^{-\alpha t} \sin \beta t$
На ступенчатое воздействие	$F_T = \frac{m\omega_c^2}{p [(p + \alpha)^2 + \beta^2]}$	$f_T = 1 - \frac{e^{-\alpha t}}{\sin \varphi} \sin (\beta t + \varphi)$ $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\beta}{\alpha}$
Скоростная ошибка	$F_0 = \frac{p + m\omega_c}{p [(p + \alpha)^2 + \beta^2]}$	$f_0 = \frac{1}{\omega_c} \left[1 - \frac{e^{-\alpha t}}{\sin \varphi} \sin (\beta t + \varphi) \right]$

Время достижения первого установившегося значения

$$t_{\Pi 1} = \frac{\pi - \varphi}{\beta} \quad (1-318)$$

Перерегулирование скоростной ошибки

$$\sigma_{0, \max} = f_{0, \max} - 1 = \frac{1}{\omega_c} \frac{\sin \varphi e^{-\alpha t_{\Pi 1}}}{\beta} \quad (1-319)$$

Время наступления $\sigma_{0, \max}$ равно $t_{\Pi 1}$. Система 1-2, у которой $m=2$, обычно называется системой, настроенной на техниче-

ский оптимум. Ее переходные функции приведены на рис. 1-285.

Для этой системы $\alpha = \beta = \omega_c$; $\varphi = \pi/4$;

$$t_{\Pi, \max} = \frac{1,57}{\omega_c} = \frac{0,785}{\omega_c}; f_{\Pi, \max} = 0,635 \omega_c;$$

$$\sigma_{T, \max} = 0,0435, t_{\Pi 1, \max} = \frac{\pi}{\omega_c}; t_{\Pi 1} = \frac{2,35}{\omega_c};$$

$$\sigma_{0, \max} = 0,067.$$

Пример определения основных показателей переходных процессов для системы, изображенной на рис. 1-283.

Задание на путь изменяется по линейному закону с постоянной скоростью $0,2\Omega_{\Pi}$. Требуется найти законы изменения пути, проходного привода при $m=2$, $\omega_c = 1$ 1/с, $T_{\text{ам}} = 0,1$ с, $I_{\Pi R}/E_{\Pi, \text{н}} = 0,05$, $I_{\text{ст}} = 0$.

Закон изменения пути $\theta = f(t)$ может быть найден с помощью уравнения для скоростной ошибки (см. табл. 1-37).

Динамическое рассогласование между заданным и действительным положениями следующего привода

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= \theta_3 - \theta(t) = 0,2 \Omega_{\Pi} f_0(t) = \\ &= \frac{0,2 \Omega_{\Pi}}{\omega_c} \left[1 - \frac{e^{-\alpha t} \sin (\beta t + \varphi)}{\sin \varphi} \right] = \\ &= 0,2 \Omega_{\Pi} \left[1 - \frac{e^{-t} \sin \left(t + \frac{\pi}{4} \right)}{0,707} \right]; \end{aligned}$$

$$\varphi = \pi/4; \alpha = \beta = \omega_c = 1 \text{ 1/с.}$$

Система 2-1. ЛАЧХ системы 2-1, являющейся астатической системой регулирования с астатизмом 2-го порядка, приведена на рис. 1-286.

Эта система образуется при последовательном соединении интегрально-пропорционального звена с интегральным звеном. Системе 2-1 свойственна нулевая устано-

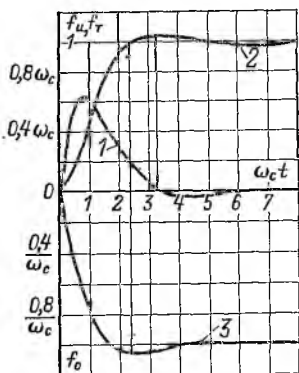


Рис. 1-285. Единичные переходные функции системы 1-2 для $m=2$.

1 — реакция на импульс $f_{\Pi} = \omega_c 2e^{-\omega_c t} \sin \omega_c t$;

2 — реакция на ступенчатое воздействие $f_T = 1 - \sqrt{2} e^{-\omega_c t} \sin \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right)$;

3 — скоростная ошибка $f_0 = \frac{1}{\omega_c} \left(1 - e^{-\omega_c t} \sin \left(\omega_c t + \frac{\pi}{2} \right) \right)$.

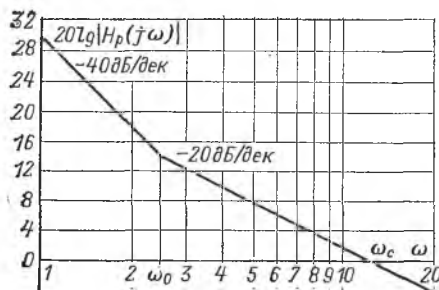


Рис. 1-286. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика системы 2-1.

вившаяся скоростная ошибка. Ее передаточная функция в разомкнутом состоянии

$$H_p(p) = \frac{1 + pT_0}{pT_{п1}pT_{п2}}. \quad (1-320)$$

Частота среза

$$\omega_c = \frac{T_0}{T_{п1}T_{п2}} = \frac{1}{\omega_0 T_{п1}T_{п2}}. \quad (1-321)$$

Передаточная функция замкнутой системы 2-1

$$H_{зам}(p) = \frac{\omega_c(p + \omega_0)}{p^2 + p\omega_c + \omega_0\omega_c}. \quad (1-322)$$

Характер переходных процессов зависит от значения $m = \omega_0/\omega_c$. При $m < \frac{1}{4}$ имеет место апериодический режим, при $m > \frac{1}{4}$ — колебательный. Значение $m = 1/4$ соответствует критическому режиму, гра-

ничному между апериодическим (табл. 1-38) и колебательным.

При $m < \frac{1}{4}$ уравнение (1-322) преобразуется

$$H_{зам}(p) = \frac{\omega_c(p + m\omega_c)}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)}, \quad (1-323)$$

где

$$\omega_1 = \frac{\omega_c}{2} (1 + \sqrt{1 - 4m}); \quad (1-324)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_c}{2} (1 - \sqrt{1 - 4m}). \quad (1-325)$$

Для системы 2-1 реакция на импульс $f_{и}$ при $t=0$ имеет значение, равно ω_c независимо от значения m .

При обработке ступенчатого воздействия системе 2-1 свойственно перерегулирование, обеспечивающее уменьшение скоростной ошибки до нулевого значения.

На рис. 1-287 изображены единичные переходные функции для $m = 1/6$.

Время наступления максимума f_T

$$t_{T,max} = 2 \frac{\ln \frac{1 + \sqrt{1 - 4m}}{1 - \sqrt{1 - 4m}}}{\omega_c \sqrt{1 - 4m}}. \quad (1-326)$$

Время первого согласования f_T (первое достижения значения $f_{т.у}$)

$$t_{T1} = \frac{t_{T,max}}{2}. \quad (1-327)$$

Ему соответствует максимум скоростной ошибки

$$f_{0,max} = \frac{e^{-\omega_2 t_{T1}} - e^{-\omega_1 t_{T1}}}{\omega_1 - \omega_2}. \quad (1-328)$$

Таблица 1-38

Переходные функции системы 2-1 апериодического режима

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_{и} = \frac{\omega_c(p + m\omega_c)}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$	$f_{и} = \frac{\omega_c}{\omega_1 - \omega_2} [(\omega_1 - \omega_0)e^{-\omega_1 t} - (\omega_2 - \omega_0)e^{-\omega_2 t}]$
На ступенчатое воздействие	$F_T = \frac{\omega_c(p + m\omega_c)}{p(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$	$f_T = 1 - \frac{\omega_c(\omega_1 - \omega_0)}{\omega_1(\omega_1 - \omega_2)} e^{-\omega_1 t} + \frac{\omega_c(\omega_2 - \omega_0)}{\omega_2(\omega_1 - \omega_2)} e^{-\omega_2 t}$
Скоростная ошибка	$F_0 = \frac{1}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)}$	$f_0 = \frac{e^{-\omega_2 t} - e^{-\omega_1 t}}{\omega_2 - \omega_1}$

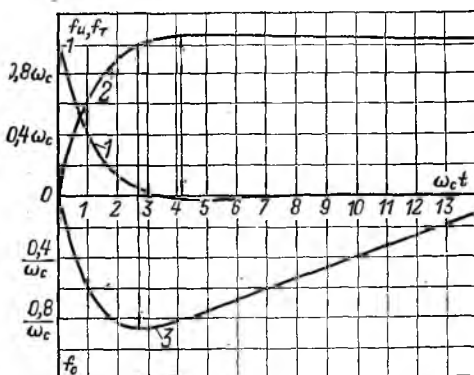


Рис. 1-287. Единичные переходные функции системы 2-1 для $m=1/6$.

1 — реакция на импульс $f_u = \omega_c \cdot 1,73 \left(e^{-4,732 \omega_c t} - e^{-1,268 \omega_c t} \right)$; 2 — реакция на ступенчатое воздействие $f_T = 1 + 0,365 e^{-4,732 \omega_c t} - 1,365 \times e^{-1,268 \omega_c t}$; 3 — скоростная ошибка $f_o = + \frac{1}{\omega_c} \left(1 + 0,078 e^{-4,732 \omega_c t} - 1,078 e^{-1,268 \omega_c t} \right)$.

На рис. 1-288 представлены кривые $\omega_c t_{\tau, \max} = f(m)$; $\sigma_{\tau, \max} = f_{\tau, \max} - 1 = f(m)$; $f_o, \max = f(m)$ для значений $m < 0,5$.

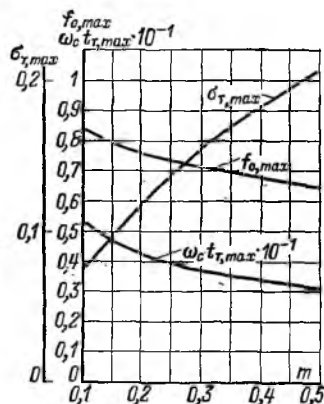


Рис. 1-288. Характерные зависимости для системы 2-1 ($m = \omega_o/\omega_c$).

Колебательный режим. В табл. 1-39 представлены соответствующие изображения и оригиналы единичных переходных функций.

Характерные показатели переходных процессов:

время прохождения f_{u1} через нулевое значение (при перемене знака)

$$t_{u1} = \frac{2\psi}{\beta}; \quad (1-329)$$

оно соответствует времени наступления максимума f_T

$$t_{\tau, \max} = t_{u1}$$

Таблица 1-39

Переходные функции системы 2-1 колебательного режима

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_u = \frac{\omega_c (p + m\omega_c)}{(p + \alpha)^2 + \beta^2};$ $\alpha = \frac{\omega_c}{2}; \quad \beta = \frac{\omega_c}{2} \sqrt{4m - 1}$	$f_u = \omega_c \frac{e^{-\frac{\omega_c}{2} t}}{\sin 2\psi} \sin (\beta t - 2\psi)$ $\psi = \arctg \frac{\beta}{\alpha}$
На ступенчатое воздействие	$F_T = \frac{\omega_c (p + m\omega_c)}{p [(p + \alpha)^2 + \beta^2]}$	$f_T = 1 + \frac{e^{-\frac{\omega_c}{2} t}}{\sin \psi} \sin (\beta t - \psi)$
Скоростная ошибка	$F_o = \frac{\omega_c}{(p + \alpha)^2 + \beta^2}$	$f_o = \frac{1}{\omega_c} \frac{2e^{-\frac{\omega_c}{2} t}}{\sqrt{4m - 1}} \sin \beta t$

величина перерегулирования

$$\sigma_{T, \max} = f_{T, \max} - 1 = e^{-\frac{\omega_c}{2} t_{\text{н}}}; \quad (1-330)$$

время первого согласования для f_T

$$t_{T1} = \frac{\psi}{\beta} = \frac{t_{\text{н}}}{2}; \quad (1-331)$$

время второго согласования

$$t_{T2} = \frac{\psi + \pi}{\beta}; \quad (1-332)$$

время достижения максимума скоростной ошибки

$$t_{0, \max} = t_{T1};$$

максимум скоростной ошибки

$$f_{0, \max} = \frac{1}{\omega_c} \frac{2e^{-\frac{\omega_c}{2} t_{0, \max}}}{\sqrt{4m-1}} \sin \psi. \quad (1-333)$$

На рис. 1-289 представлены переходные функции для $m = 1/2$.

Реакции систем третьего порядка

Система 2-1-2. Система 2-1-2 представляет собой систему третьего порядка с астатизмом второго порядка, т.е. с нулевой скоростной ошибкой. Ее ЛАЧХ приведена на рис. 1-290. Эта система образуется при последовательном соединении интегрального, интегрально-пропорционального

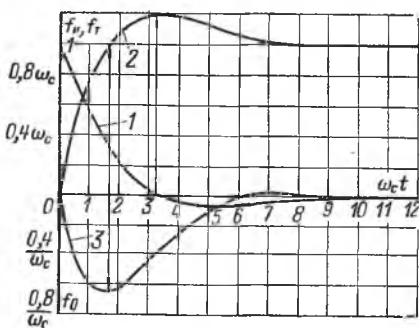


Рис. 1-289. Единичные переходные функции системы 2-1 для $m=0,5$.

1 — реакция на импульс $f_{\text{н}} = \omega_c e^{-0,5\omega_c t} \times$

$\sin\left(\frac{\pi}{2} - 0,5\omega_c t\right)$; 2 — реакция на ступенчатое

воздействие $f_T = 1 + \sqrt{2} e^{-0,5\omega_c t} \sin(0,5\omega_c t -$

$-\frac{\pi}{4})$; 3 — скоростная ошибка $f_0 = \frac{1}{\omega_c} \times$

$\times 2e^{-0,5\omega_c t} \sin(0,5\omega_c t)$.

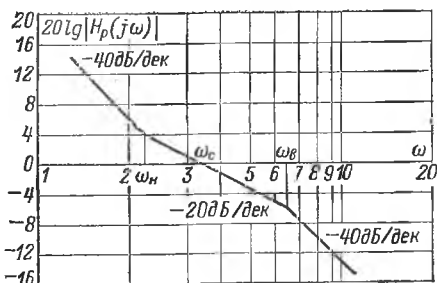


Рис. 1-290. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика системы 2-1-2.

и апериодического звеньев. Она известна также под названием двукратноинтегрирующей системы.

Передаточная функция разомкнутой системы

$$H_p(p) = \frac{\omega_c \omega_v (p + \omega_n)}{p^2 (p + \omega_v)}. \quad (1-334)$$

Передаточная функция замкнутой системы

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{m\omega_c^2 (p + n\omega_c)}{p^3 + p^2 m\omega_c + p m\omega_c^2 + m n \omega_c^3}, \quad (1-335)$$

где $m = \omega_n/\omega_c$ и $n = \omega_v/\omega_c$.

Изображения и оригиналы переходных функций для апериодического режима приведены в табл. 1-40.

В этой таблице:

$\omega_c, \gamma\omega_c, \delta\omega_c$ — модули корней знаменателя уравнения (1-335);

$$\begin{aligned} A_{n1} &= \frac{m(n-\alpha)}{(\gamma-\alpha)(\delta-\alpha)}; \\ A_{n2} &= \frac{m(n-\gamma)}{(\alpha-\gamma)(\delta-\gamma)}; \\ A_{n3} &= \frac{m(n-\delta)}{(\alpha-\delta)(\gamma-\delta)}; \\ A_{T1} &= \frac{\alpha(\alpha-m)}{(\gamma-\alpha)(\delta-\alpha)}; \end{aligned} \quad (1-336)$$

$$\begin{aligned} A_{T2} &= \frac{\gamma(\gamma-m)}{(\alpha-\gamma)(\delta-\gamma)}; \\ A_{T3} &= \frac{\delta(\delta-m)}{(\alpha-\delta)(\gamma-\delta)}; \end{aligned} \quad (1-337)$$

$$\begin{aligned} A_{01} &= \frac{a-\alpha}{(\gamma-\alpha)(\delta-\alpha)}; \\ A_{02} &= \frac{a-\gamma}{(\alpha-\gamma)(\delta-\gamma)}; \\ A_{03} &= \frac{a-\delta}{(\alpha-\delta)(\gamma-\delta)}. \end{aligned} \quad (1-338)$$

Таблица 1-40

Переходные функции системы 2-1-2 аperiodического режима

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_H = \frac{m\omega_c^2(p + n\omega_c)}{(p + \alpha\omega_c)(p + \gamma\omega_c)(p + \delta\omega_c)}$	$f_H = \omega_c (A_{H1} e^{-\alpha\omega_c t} + A_{H2} e^{-\gamma\omega_c t} + A_{H3} e^{-\delta\omega_c t})$
На ступенчатое воздействие	$F_T = \frac{m\omega_c^2(p + n\omega_c)}{p(p + \alpha\omega_c)(p + \gamma\omega_c)(p + \delta\omega_c)}$	$f_T = 1 - (A_{T1} e^{-\alpha\omega_c t} + A_{T2} e^{-\gamma\omega_c t} + A_{T3} e^{-\delta\omega_c t})$
Скоростная ошибка	$F_O = \frac{p + m\omega_c}{(p + \alpha\omega_c)(p + \gamma\omega_c)(p + \delta\omega_c)}$	$f_O = \frac{1}{\omega_c} (A_{O1} e^{-\alpha\omega_c t} + A_{O2} e^{-\gamma\omega_c t} + A_{O3} e^{-\delta\omega_c t})$

Изображения и оригиналы для одного вещественного и двух сопряженных комплексных корней (для колебательного режима) приведены в табл. 1-41.

В этой таблице $\gamma\omega_c$ — модуль вещественного корня; $\alpha\omega_c$ — модуль действительной части и $\beta\omega_c$ — коэффициент мнимой части комплексного корня;

$$A_I = \frac{m}{\eta} (n - \alpha), \quad (1-339)$$

где $\eta = (\alpha - \gamma)^2 + \beta^2$;

$$B_1 = -\frac{A_I}{\alpha}; \quad C_1 = \frac{m - \alpha}{\eta}; \quad (1-340)$$

$$A_2 = \frac{m}{\beta} \sqrt{\frac{(n - \alpha)^2 + \beta^2}{\eta}};$$

$$B_2 = \frac{A_2}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}; \quad (1-341)$$

$$C_2 = \frac{1}{\beta} \sqrt{\frac{(m - \alpha)^2 + \beta^2}{\eta}}; \quad (1-342)$$

$$\psi_K = \arctg \frac{\beta}{n - \alpha} - \arctg \frac{\beta}{\gamma - \alpha}; \quad (1-343)$$

Таблица 1-41

Переходные функции системы 2-1-2 колебательного режима

Реакция	Изображение	Оригинал
На импульс	$F_H = \frac{m\omega_c^2}{(p + \gamma\omega_c)} \times \frac{(p + n\omega_c)}{[(p + \alpha\omega_c)^2 + (\beta\omega_c)^2]}$	$f_H = \omega_c [A_1 e^{-\gamma\omega_c t} + A_2 e^{-\alpha\omega_c t} \sin(\beta\omega_c t + \psi_H)]$
На ступенчатое воздействие	$F_T = \frac{m\omega_c^2}{p(p + \gamma\omega_c)} \times \frac{(p + n\omega_c)}{[(p + \alpha\omega_c)^2 + (\beta\omega_c)^2]}$	$f_T = 1 + B_1 e^{-\gamma\omega_c t} + B_2 e^{-\alpha\omega_c t} \sin(\beta\omega_c t + \psi_T)$
Скоростная ошибка	$F_O = \frac{p + m\omega_c}{(p + \gamma\omega_c)} \times \frac{1}{[(p + \alpha\omega_c)^2 + (\beta\omega_c)^2]}$	$f_O = \frac{1}{\omega_c} [C_1 e^{-\gamma\omega_c t} + C_2 e^{-\alpha\omega_c t} \sin(\beta\omega_c t + \psi_O)]$

$$\psi_T = \psi_H - \arctg \frac{\beta}{-\alpha}; \quad (1-344)$$

$$\psi_0 = \arctg \frac{\beta}{m-\alpha} - \arctg \frac{\beta}{\gamma-\alpha}. \quad (1-345)$$

На рис. 1-291—1-296 приведены полученные с помощью цифровых ЭВМ номограммы основных показателей переходных процессов в системе 2-1-2, охватывающие аperiodический и колебательный режимы.

К этим показателям относятся:

- 1) первый (положительный) максимум при импульсном воздействии $f_{H, \max}$;
- 2) обобщенное время первого согласования при ступенчатом воздействии $\omega_c t_{T1}$ (соответствует максимуму скоростной ошибки);
- 3) обобщенное время достижения первого максимума при ступенчатом воздействии $\omega_c t_{T, \max}$;
- 4) максимум единичной переходной функции при ступенчатом воздействии $f_{T, \max}$;
- 5) обобщенное время отработки ступенчатого воздействия $\omega_c t_y$ от начала процесса до времени, когда значение $f_T(t)$ отличается от установившегося значения не более чем на 5%;
- 6) максимум скоростной ошибки $f_{0, \max}$.

На рис. 1-297 приведены единичные переходные функции системы 2-1-2 для $m = 2$ и $n = 1/2$, соответствующие симметричному оптимуму.

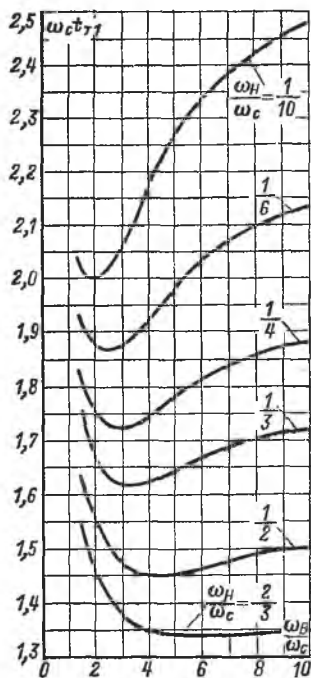


Рис. 1-291. Обобщенное время первого согласования единичной переходной функции при ступенчатом воздействии.

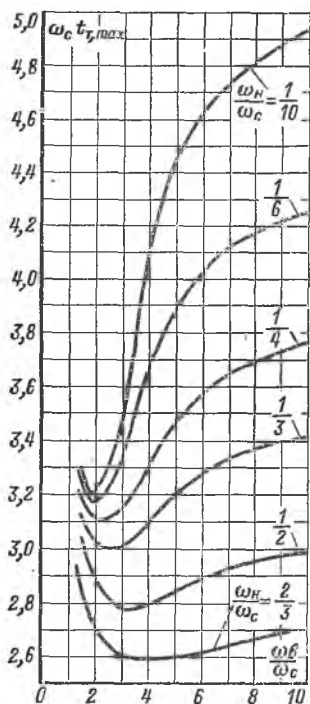


Рис. 1-292. Обобщенное время достижения первого максимума при ступенчатом воздействии.

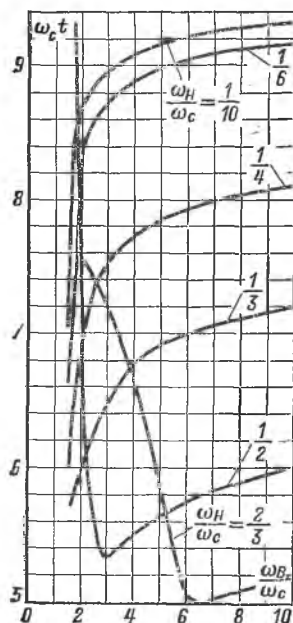


Рис. 1-293. Обобщенное время отработки ступенчатого воздействия.

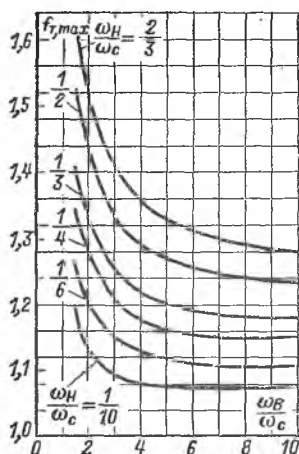


Рис. 1-294. Максимум единичной переходной функции при ступенчатом воздействии.

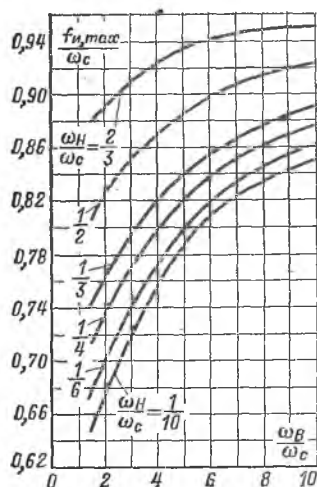


Рис. 1-295. Максимум единичной переходной функции при импульсном воздействии.

Основные показатели при этом равны:
 $f_{t,max} = 0,825$; $\omega_c t_{r,max} = 2,9$; $\omega_c t_y = 7,2$;
 $\omega_c t_{\pi} = 1,4$; $f_{\pi,max} = 1,44$;
 $\omega_c f_{o,max} = 0,88$.

Задержанная обратная связь. Наряду с системами регулирования с неизменной структурой в настоящее время нашли широкое использование системы с переменной структурой, в общем случае обеспечивающие более высокое качество регулирования. В некоторых случаях перемена структуры определяется изменением режима работы исполнительных органов системы регулирования. Так, например, в регулируемом вентильном электроприводе постоянного тока при переходе от непрерывного режима

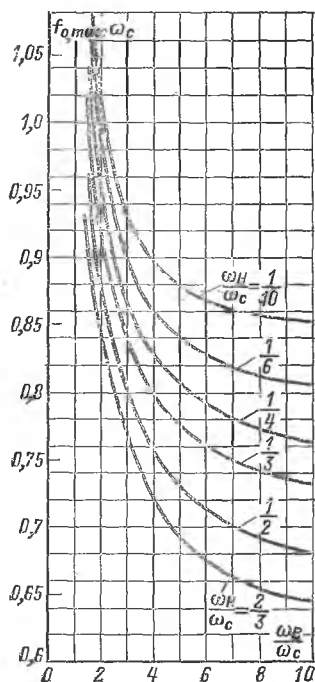


Рис. 1-296. Максимум скоростной ошибки.

проводимости тока к прерывистому видоизменяется структура звена преобразователь—электродвигатель. При этом компенсации указанных изменений может быть произведена соответствующей коррекцией структуры регуляторов. В общем случае с точки зрения динамических свойств замкнутых систем регулирования перемена структуры эквивалентна режиму работы регуляторов с ненулевыми начальными условиями. Этот режим, как будет показано ниже, характерен наличием в системе, кроме основных управляющих и возмущающих воздействий, дополнительных возмущающих воздействий, которые оказывают существенное влияние на характер переходных процессов и в то же время не влияют на установившиеся значения регулируемых параметров.

Одной из разновидностей систем с переменной структурой являются системы с задержанной обратной связью, т. е. такие системы, которые замыкаются не с момента подачи управляющего или возмущающего воздействия, а при выполнении определенных условий.

Системы с задержанной обратной связью составляют такой класс нелинейных систем, в которых нелинейность проявляется в скачкообразном переходе от одной линейной структуры к другой. Эта особенность указанных систем позволяет применить к ним известные методы структурных преобразований линейных систем (рис. 1-298) и сформулировать следующую мето-

дику определения реакции Y этих систем на внешнее воздействие X .

В месте замыкания системы определяется возмущающее воздействие X_1 , заменяющее все фактические задающие и возмущающие воздействия. Воздействие X_1 прикладывается к видоизмененной замкнутой системе (рис. 1-289, б), в которой прямые звенья расположены от места замыка-

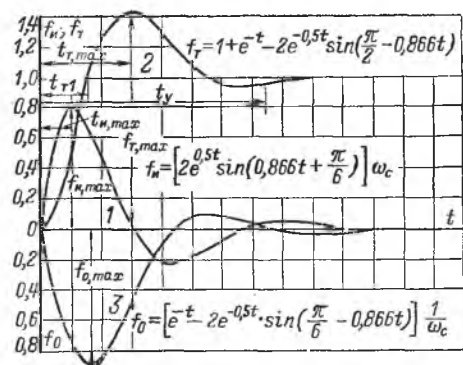


Рис. 1-297. Единичные переходные функции системы 2-1-2 для симметричного оптимума.

1 — реакция на импульс $f_u = \omega_c [2e^{-0.5\omega_c t} \sin \times \times (0.866\omega_c t - \frac{\pi}{6}) - e^{-\omega_c t}]$; 2 — реакция на ступенчатое воздействие $f_T = 1 + e^{-\omega_c t} + 2e^{-0.5\omega_c t} \sin(0.866\omega_c t - \frac{\pi}{2})$; 3 — скоростная ошибка $f_0 = \frac{1}{\omega_c} [e^{-\omega_c t} - 2e^{-0.5\omega_c t} \sin \times \times (0.866\omega_c t + \frac{5}{6}\pi)]$.

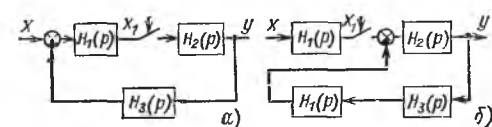


Рис. 1-298. Структурная схема системы с задержанной обратной связью.

а — исходная структурная схема; б — преобразованная структурная схема.

ния системы до выходного сигнала, а результирующая обратная связь образована остальными прямыми звеньями вместе со звеньями обратной связи исходной системы.

Для определения реакции систем с задержанной обратной связью в некоторых случаях целесообразно использовать принцип суперпозиции для непосредственного выделения составляющих выходной вели-

чины, определяемых ненулевыми начальными условиями. При этом все фактические управляющие и возмущающие воздействия на систему сохраняются, но к ним добавляются воздействия, определяемые ненулевыми начальными условиями системы.

Ниже приводятся примеры использования указанных способов для определения динамических свойств некоторых достаточ-

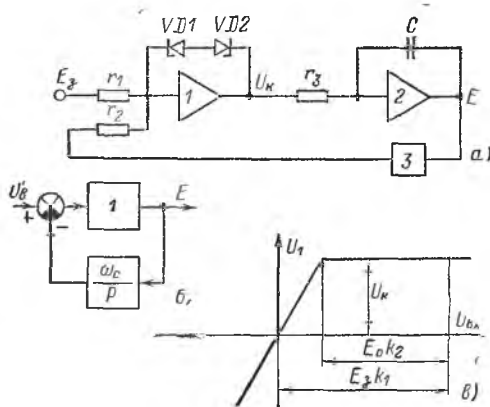


Рис. 1-299. Схема задатчика интенсивности.

а — исходная функциональная схема; б — преобразованная структурная схема; в — статическая характеристика компаратора.

но распространенных в электроприводе систем регулирования.

Примером системы с задержанной обратной связью является задатчик интенсивности (ЗИ), содержащий компаратор 1, интегратор 2 и инвертор 3 (рис. 1-299). При подаче на вход компаратора ступенчатого управляющего сигнала E_3 и нулевых начальных условиях на интеграторе нарастающие выходные величины интегратора E будут происходить по линейному закону до тех пор, пока она не достигнет значения E_{0k2} , при котором начинает проявляться действие обратной связи ЗИ, так как результирующий входной сигнал компаратора входит в линейную зону его статической характеристики.

Преобразованная в соответствии с изложенной методикой структурная схема этой системы представлена на рис. 1-299, б.

Ее реакция до момента замыкания определяется выражением

$$U_B' = \frac{U_R t}{r_3 C}. \quad (1-346)$$

В момент замыкания системы

$$U_B' = E_0 = \frac{E_3 r_2 k t_{\text{зам}}}{r_1 T}, \quad (1-347)$$

где $T = r_3 C$ — постоянная времени интегратора 2; k — коэффициент усиления компаратора 1.

Время, отсчитываемое от момента замыкания системы, обозначается τ .

Закон изменения U'_B принимается неизменным и после замыкания системы

$$U'_B = \frac{E_3 r_2 k}{r_1 T} (t_{\text{зам}} + \tau) \quad (1-348)$$

или в операторной форме

$$\begin{aligned} U'_B(p) &= \frac{E_3 r_2 k t_{\text{зам}}}{r_1 T p} + \frac{E_3 r_2 k}{r_1 T p^2} = \\ &= \frac{E_0}{p} + \frac{E_3 r_2 \omega_c}{r_1 p^2} \end{aligned} \quad (1-349)$$

и представляет собой возмущающее воздействие на систему, заменяющее собой управляющее воздействие и учитывающее ненулевые условия замыкания обратной связи.

В нашем случае передаточная функция прямых звеньев

$$H_p(p) = 1. \quad (1-350)$$

Передаточная функция звеньев обратной связи

$$H(p) = \frac{k}{pT} = \frac{\omega_c}{p}, \quad (1-351)$$

где ω_c — частота среза разомкнутой системы.

Передаточная функция замкнутой системы

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{p}{p + \omega_c}. \quad (1-352)$$

Закон изменения выходной величины ЗИ после замыкания системы

$$U_{\text{вых}}(p) = U'_B H_{\text{зам}}(p) =$$

$$\begin{aligned} &= \left(\frac{E_0}{p} + \frac{E_3 r_2 \omega_c}{r_1 p^2} \right) \frac{p}{p + \omega_c} = \\ &= \frac{E_0}{p + \omega_c} + \frac{E_3 r_2 \omega_c}{r_1 p (p + \omega_c)}. \end{aligned} \quad (1-353)$$

Оригинал этой функции

$$U_{\text{вых}}(t) = E_0 e^{-\omega_c \tau} + E_3 \frac{r_2}{r_1} (1 - e^{-\omega_c \tau}). \quad (1-354)$$

Вторым примером проявления задержанной обратной связи является процесс изменения якорного тока электродвигателя, питающегося от неререверсивного вентильного преобразователя при набросе статической нагрузки. Анализ этого процесса произведен первым из двух описанных выше способов.

Система регулирования содержит последовательные регуляторы тока и скорости. Структурная схема для этого случая (при пренебрежении влиянием э. д. с. двигателя E) представлена на рис. 1-300.

Поскольку набросу статической нагрузки предшествовал режим холостого хода двигателя, в котором якорный ток был мал и имел прерывистый характер, между моментом приложения статической нагрузки и моментом появления сколько-нибудь значительного тока двигателя существует запаздывание $t_{\text{зап}}$. Изменение структуры исполнительного органа в процессе запаздывания учтено путем размыкания на время $t_{\text{зап}}$ звена якорного тока и принятием с момента его замыкания начально-непрерывного характера тока.

Изменение при этом структуры звена [вход системы импульсно-фазового управления (СИФУ)] — выпрямленное напряже-

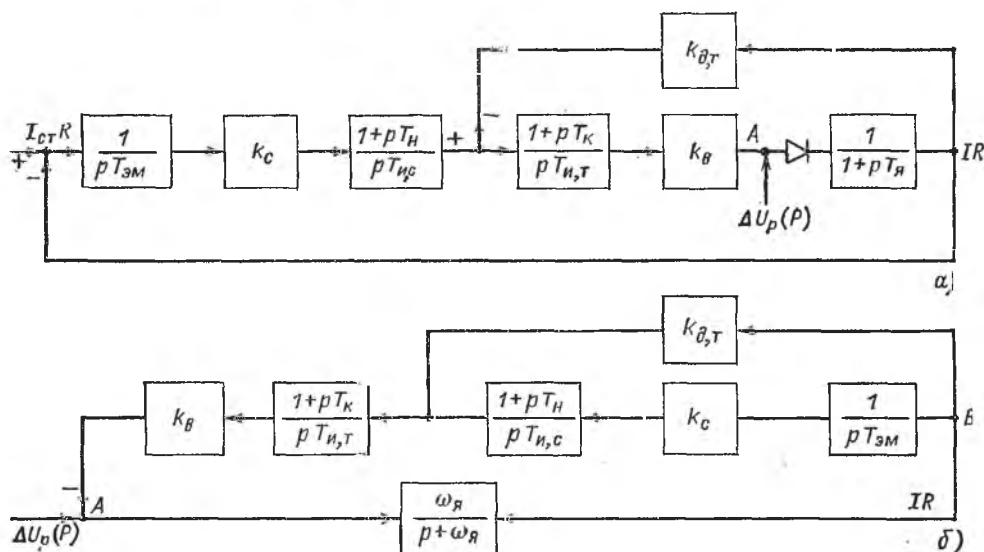


Рис. 1-300. Структурная схема двухконтурной системы при запаздывании тока.

а — исходная структурная схема; б — преобразованная структурная схема.

ние учитывается с помощью напряжения смещения $\Delta U_{\text{в}}(t_{\text{зап}})$ при постоянном значении $k_{\text{в}}$. Управляющий сигнал на входе СИФУ за время $t_{\text{зап}}$ должен измениться на $\Delta U_{\text{в}}(t_{\text{зап}})$ прежде, чем появится изменение напряжения на выходе вентильного преобразователя. С этого момента произойдет замыкание звеньев $k_{\text{в}}$ и якорного тока.

Передаточная функция прямых звеньев, определяющая закон изменения напряжения на входе СИФУ при приложении возмущающего воздействия $I_{\text{ст}}R/p$ в процессе запаздывания тока,

$$H_p(p) = \frac{k_c(1+pT_{\text{н}})(1+pT_{\text{р}})}{pT_{\text{эм}}pT_{\text{и,с}}pT_{\text{и,т}}} \quad (1-355)$$

Изменение напряжения на входе СИФУ составит:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{в}}(p) &= \frac{I_{\text{ст}}R}{p} H_p(p) = \\ &= \frac{I_{\text{ст}}k_c(1+pT_{\text{н}})(1+pT_{\text{р}})}{p^4T_{\text{эм}}T_{\text{и,с}}T_{\text{и,т}}}; \end{aligned} \quad (1-356)$$

оригинал этого выражения

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{в}}(t) &= I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}}{k_{\text{в}}\omega_{\text{к}}} \left[\frac{\omega_{\text{к}}\omega_{\text{н}}t^4}{6} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{(\omega_{\text{к}}+\omega_{\text{н}})t^2}{2} + t \right]. \end{aligned} \quad (1-357)$$

Здесь $\omega_{\text{в}}$ — верхняя частота сопряжения, равная частоте среза токового контура ($\omega_{\text{в}}=1/T$); $\omega_{\text{н}}$ — нижняя частота сопряжения ($\omega_{\text{н}}=1/T_{\text{эм}}$); $\omega_{\text{к}}=\frac{1}{T_{\text{к}}}=\frac{1}{T_{\text{я}}}$; $\omega_{\text{с}}$ — частота среза контура скорости, равная

$$\omega_{\text{с}} = \frac{k_{\text{с}}T_{\text{н}}}{k_{\text{т}}T_{\text{и,с}}T_{\text{эм}}} \quad (1-358)$$

Время, отсчитываемое от момента замыкания системы, обозначается τ . Тогда

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{в}}(\tau) &= I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}}{k_{\text{в}}\omega_{\text{к}}} \left[\frac{\omega_{\text{к}}\omega_{\text{н}}}{6} (t_{\text{зам}}+\tau)^3 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{(\omega_{\text{к}}+\omega_{\text{н}})(t_{\text{зам}}+\tau)^2}{2} + t_{\text{зам}}+\tau \right]. \end{aligned} \quad (1-359)$$

Возмущающее воздействие, приложенное к системе с момента ее замыкания, заменяющее собой возмущающее воздействие $I_{\text{ст}}R$,

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{в}} &= \Delta U_{\text{в}}(t_{\text{зам}}, \tau) - \Delta U_{\text{в}}(t_{\text{зам}}) = \\ &= I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}}{k_{\text{в}}\omega_{\text{к}}} \left[\frac{\omega_{\text{н}}\omega_{\text{к}}}{6} \tau^3 + \frac{\omega_{\text{н}}+\omega_{\text{к}}}{2} \tau^2 + \tau + \right. \\ &\quad \left. + (\omega_{\text{н}}+\omega_{\text{к}})t_{\text{зам}}\tau + \frac{1}{2}\omega_{\text{в}}\omega_{\text{к}}t_{\text{зам}}\tau^2 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2}\omega_{\text{н}}\omega_{\text{к}}t_{\text{зам}}^2\tau \right]. \end{aligned} \quad (1-360)$$

В операторной форме

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{в}}(p) &= I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}}{k_{\text{в}}\omega_{\text{к}}} \left[\frac{\omega_{\text{н}}\omega_{\text{к}}}{p^4} + \frac{\omega_{\text{н}}+\omega_{\text{к}}}{p^3} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{p^2} + \frac{(\omega_{\text{н}}+\omega_{\text{к}})t_{\text{зам}}}{p^2} + \frac{\omega_{\text{т}}\omega_{\text{к}}t_{\text{зам}}}{p^3} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\omega_{\text{н}}\omega_{\text{к}}t_{\text{зам}}^2}{2p^2} \right]. \end{aligned} \quad (1-361)$$

После преобразований

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{в}}(p) &= \Delta U_{\text{в1}}(p) + \Delta U_{\text{в2}}(p) + \\ &\quad + \Delta U_{\text{в3}}(p) + \Delta U_{\text{в4}}(p), \end{aligned} \quad (1-362)$$

где

$$\Delta U_{\text{в1}}(p) = I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}(p+\omega_{\text{к}})(p+\omega_{\text{н}})}{\omega_{\text{к}}k_{\text{в}}p^4}; \quad (1-363)$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{в2}}(p) &= I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}}{\omega_{\text{к}}k_{\text{в}}} \times \\ &\quad \times \frac{(p+\omega_{\text{к}})(p+\omega_{\text{н}})}{p^3}; \end{aligned} \quad (1-364)$$

$$\Delta U_{\text{в3}}(p) = I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}t_{\text{зам}}}{\omega_{\text{к}}k_{\text{в}}p}; \quad (1-365)$$

$$\Delta U_{\text{в4}}(p) = I_{\text{ст}}R \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}\omega_{\text{н}}t_{\text{зам}}^2}{2k_{\text{в}}}. \quad (1-366)$$

Передаточная функция прямых звеньев видоизмененной системы

$$\begin{aligned} H_p(p) &= \frac{1}{1+pT_{\text{я}}} = \frac{\omega_{\text{я}}}{p+\omega_{\text{я}}} = \\ &= \frac{\omega_{\text{к}}}{p+\omega_{\text{к}}}. \end{aligned} \quad (1-367)$$

Передаточная функция $H_{\text{зап}}(p)$ для рассматриваемой системы

$$\begin{aligned} H_{\text{зап}}(p) &= \frac{\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}}{\omega_{\text{к}}} \times \\ &\quad \times \frac{\left[(p+\omega_{\text{н}}) + \frac{p^2}{\omega_{\text{с}}} \right] (p+\omega_{\text{к}})}{p^3}. \end{aligned} \quad (1-368)$$

Передаточная функция замкнутой системы

$$\begin{aligned} H_{\text{зам}}(p) &= \\ &= \frac{k_{\text{в}}\omega_{\text{к}}p^3}{(p+\omega_{\text{к}})(p^3+p^2\omega_{\text{в}}+p\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}+\omega_{\text{с}}\omega_{\text{в}}\omega_{\text{н}})}. \end{aligned} \quad (1-369)$$

Ток двигателя в режиме запаздывания содержит четыре составляющие, соответствующие найденным выше составляющим воздействия $\Delta U'_{\text{в}}$.

В результате имеем:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4, \quad (1-370)$$

где

$$I_1 = \frac{\Delta U'_{в1} H_{зам}}{R} = \frac{I_{ст} \omega_c \omega_B (p + \omega_B)}{p(p^3 + p^2 \omega_B + p \omega_B \omega_c + \omega_B \omega_c \omega_B)}; \quad (1-371)$$

$$I_2 = \frac{\Delta U'_{в2} H_{зам}}{R} = \frac{I_{ст} \omega_c \omega_B (p + \omega_B) t_{зам}}{p^3 + p^2 \omega_B + p \omega_B \omega_c + \omega_B \omega_c \omega_B}; \quad (1-372)$$

$$I_3 = \frac{\Delta U'_{в3} H_{зам}}{R} = \frac{-I_{ст} \omega_c \omega_B p^2 t_{зам}}{(p + \omega_B)(p^3 + p^2 \omega_B + p \omega_B \omega_c + \omega_B \omega_c \omega_B)}; \quad (1-373)$$

$$I_4 = \frac{\Delta U'_{в4} H_{зам}}{R} = \frac{I_{ст} \omega_c \omega_B p t_{зам}^2}{2(p + \omega_B)(p^3 + p^2 \omega_B + p \omega_B \omega_c + \omega_B \omega_c \omega_B)}; \quad (1-374)$$

Первая составляющая представляет собой реакцию системы 2-1-2 на скачкообразное воздействие $I_{ст}$ при нулевых начальных условиях, т.е. при отсутствии запаздывания тока. Вторая составляющая представляет собой реакцию той же системы на единичный импульс (с коэффициентом пропорциональности $I_{ст} t_{зам}$).

В качестве примера рассмотрена симметричная система 2-1-2, у которой

$$\frac{\omega_B}{\omega_c} = 3; \quad \frac{\omega_B}{\omega_c} = \frac{1}{3}; \quad \omega_B = \omega_K = \omega_c. \quad (1-375)$$

По (1-371)–(1-374) получим:

$$I_1(p) = \frac{I_{ст} 3\omega_c^2 \left(p + \frac{\omega_c}{3}\right)}{p(p + \omega_c)^3}; \quad (1-376)$$

$$I_2(p) = \frac{I_{ст} 3\omega_c^2 t_{зам} \left(p + \frac{\omega_c}{3}\right)}{(p + \omega_c)^3}; \quad (1-377)$$

$$I_3(p) = \frac{-I_{ст} 3\omega_c^2 p^2 t_{зам}}{(p + \omega_c)^4}; \quad (1-378)$$

$$I_4(p) = \frac{I_{ст} 3\omega_c^2 t_{зам}^2 p}{2(p + \omega_c)^4}. \quad (1-379)$$

Оригиналы этих функций соответственно равны:

$$I_1 = I_{ст} \{1 - [\omega_c t - (\omega_c t)^2 + 1] e^{-\omega_c t}\}; \quad (1-380)$$

$$I_2 = I_{ст} \omega_c t_{зам} [\omega_c t (3 - \omega_c t)] e^{-\omega_c t}; \quad (1-381)$$

$$I_3 = -I_{ст} \omega_c t_{зам} \left[3\omega_c t - 3(\omega_c t)^2 + \frac{(\omega_c t)^3}{2} \right] e^{-\omega_c t}; \quad (1-382)$$

$$I_4 = I_{ст} \frac{(\omega_c t_{зам})^2}{2} \left[\frac{(\omega_c t)^2}{2} - \frac{(\omega_c t)^3}{6} \right] e^{-\omega_c t}. \quad (1-383)$$

Закон изменения тока двигателя

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = I_{ст} \times \\ \times \{1 - [(1 + \omega_c t) - (\omega_c t)^2] e^{-\omega_c t}\} + \\ + I_{ст} \omega_c t_{зам} \left[2(\omega_c t)^2 - \frac{(\omega_c t)^3}{2} \right] e^{-\omega_c t} + \\ + I_{ст} \frac{(\omega_c t_{зам})^2}{2} \left[\frac{(\omega_c t)^2}{2} - \frac{(\omega_c t)^3}{6} \right] e^{-\omega_c t}. \quad (1-384)$$

Кривые $I/I_{ст} = f(\omega_c t)$ для значений $\omega_c t_{зам} = 1, 2, 3$ приведены на рис. 1-301.

Из рассмотрения этих кривых следует, что с ростом $\omega_c t_{зам}$ увеличивается перерегулирование и возрастает скорость нарастания тока.

Еще одним примером проявления задержанной обратной связи является процесс изменения э. д. с. двигателя постоянного тока при реверсе его потока возбуждения, необходимом для рекуперативного торможения. Для анализа этого процесса использован второй из описанных выше способов.

Принято, что двигатель питается от не- реверсивного вентильного преобразователя,

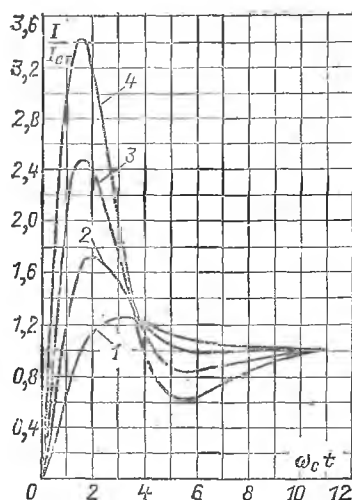


Рис. 1-301. Изменение тока двигателя при наличии запаздывания.

$$1 - \omega_c t_{зам} = 0; \quad 2 - \omega_c t_{зам} = 1; \quad 3 - \omega_c t_{зам} = 2; \\ 4 - \omega_c t_{зам} = 3.$$

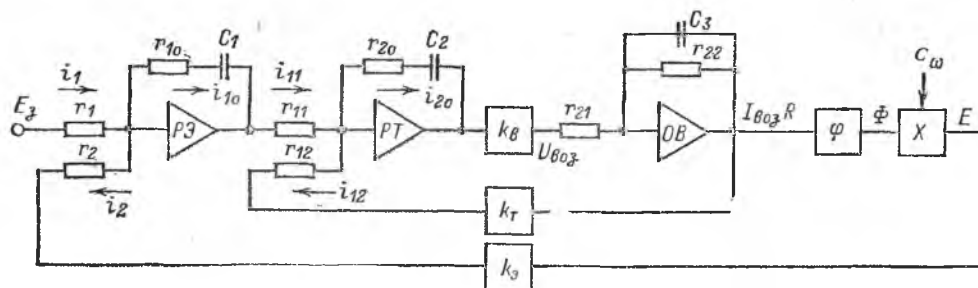


Рис. 1-302. Структурная схема регулятора э. д. с. с последовательным включением регуляторов.

регуляторы э. д. с. и тока возбуждения соединены последовательно (рис. 1-302), а процесс реверса потока происходит при угловой частоте $2\omega_0$ (ω_0 — основная частота, соответствующая номинальному потоку Φ_n). При подаче на вход регулятора э. д. с. задающего сигнала обратной полярности произойдет размыкание системы и через некоторое время замыкание ее при ненулевых начальных условиях.

В процессе торможения двигателя момент статической нагрузки принят равным 0, и действие обратной связи по э. д. с. проявится с момента достижения потоком после перемены знака значения $0,5\Phi_n$.

Действие обратной связи по току возбуждения проявится позднее после снижения сигнала на выходе регулятора э. д. с. до значения, при котором он сравняется с сигналом обратной связи по току возбуждения. Напряжение на выходе регулятора тока возбуждения $U_{p,t}$ при этом равно напряжению на конденсаторе C_2 цепи обратной связи U_{20} .

Напряжения конденсатора цепи обратной связи C_1 , а также регулятора э. д. с. (РЭ) U_{10} и U_{20} являются дополнительными возмущающими воздействиями, соответствующими ненулевым условиям замыкания системы. Несоответствие тока возбуждения $I_{в0,0}$ в момент замыкания системы напряжению U_{20} , обеспечивающему форсированное изменение, учтено в виде еще одного возмущающего воздействия, приложенного к входу звена: напряжение возбудителя — ток возбуждения.

Это воздействие определено из уравнения электрического равновесия возбудителя

$$\frac{U_{в03}(p)}{R} = I_{в03}(p)(1 + pT_{в03}) - I_{в03,0}T_{в03} \quad (1-385)$$

и равно $I_{в03,0}T_{в03}$.

К системе приложено управляющее воздействие E_3 (к входу усилителя РЭ) и три возмущающих воздействия U_{10} , U_{20} , $I_{в03,0}T_{в03}$ соответственно к входам усилителя РЭ, возбудителя k_8 и к звену возбудитель — ток возбуждения двигателя.

Для управляющего воздействия пере-

даточная функция замкнутой системы имеет вид:

$$H_{зам}(p) = \frac{\omega_{с,э}}{p + \omega_{с,э}} \quad (1-386)$$

Здесь $\omega_{с,э}$ — частота среза регулятора э. д. с.:

$$\omega_{с,э} = \frac{k_8 c \varphi \omega}{k_{д,т} T_{и,э}} \quad (1-387)$$

Составляющая э. д. с. двигателя, соответствующая этому воздействию,

$$E'(p) = \frac{E_3 r_2}{p r_1} \frac{\omega_{с,э}}{p + \omega_{с,э}} \quad (1-388)$$

Передаточная функция прямых звеньев для возмущающего воздействия U_{10}

$$H_p(p) = \frac{1}{k_{д,т}} \frac{\omega_{с,т}}{p + \omega_{с,т}} \quad (1-389)$$

где $\omega_{с,т}$ — частота среза разомкнутого регулятора тока возбуждения:

$$\omega_{с,т} = \frac{k_8 k_{д,т}}{T_{и,т}} \quad (1-390)$$

Передаточная функция звеньев обратной связи

$$H(p) = \frac{1 + pT_{к,э} k_9}{pT_{и,э}} \quad (1-391)$$

Передаточная функция замкнутой системы

$$H_{зам}(p) = \frac{\omega_{с,т} p \varphi c \omega}{k_{д,т} (p + \omega_{с,т}) (p + \omega_{с,э})} \quad (1-392)$$

(получена с учетом равенства $T_{к,э} = 1/\omega_{с,т}$). Составляющая э. д. с. двигателя от воздействия U_{10}

$$E''(p) = \frac{U_{10} \omega_{с,т} \omega_{с,э} T_{и,э}}{(p + \omega_{с,т}) (p + \omega_{с,э})} \quad (1-393)$$

Передаточная функция прямых звеньев для воздействия U_{20}

$$H_p(p) = \frac{k_8}{1 + pT_{в03}} \varphi c \omega \quad (1-394)$$

Передаточная функция звеньев обратной связи

$$H(p) = \left[\frac{k_T}{\varphi c \omega} + k_B \frac{1 + pT_{K,B}}{pT_{K,B}} \right] \frac{1 + pT_{K,T}}{pT_{K,T}}. \quad (1-395)$$

Передаточная функция замкнутой системы

$$H_{\text{зам}}(p) = \frac{k_B \varphi c \omega p^2}{T_{\text{ВОЗ}} \left(p + \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right) (p + \omega_{c,T}) \times (p + \omega_{c,B})} \quad (1-396)$$

Составляющая э. д. с. двигателя от воздействия U_{20}

$$E''(p) = \frac{U_{20} k_B \varphi c \omega p}{T_{\text{ВОЗ}} \left(p + \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right) (p + \omega_{c,T}) \times (p + \omega_{c,B})} \quad (1-397)$$

Передаточная функция замкнутой системы для воздействия $I_{\text{ВОЗ},0}$ $T_{\text{ВОЗ}}$ отличается от (1-396) только отсутствием коэффициента k_B .

Составляющая э. д. с. двигателя от воздействия $I_{\text{ВОЗ},0}$ $T_{\text{ВОЗ}}$

$$E'''(p) = \frac{RI_{\text{ВОЗ},0} T_{\text{ВОЗ}} c \varphi \omega p^2}{\left(p + \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right) (p + \omega_{c,T}) (p + \omega_{c,B})}$$

Электродвижущая сила двигателя

$$E(p) = E'(p) + E''(p) + E'''(p) + E''''(p). \quad (1-398)$$

Оригинал этого выражения

$$E(t) = E'(t) + E''(t) + E'''(t) + E''''(t); \quad (1-399)$$

$$E'(t) = \frac{E_3 r_2}{r_1} [1 - e^{-\omega_{c,B} t}]; \quad (1-400)$$

$$E''(t) =$$

$$= U_{10} \omega_{c,T} \omega_{c,B} T_{K,B} \left[\frac{e^{-\omega_{c,B} t} - e^{-\omega_{c,T} t}}{\omega_{c,T} - \omega_{c,B}} \right] \quad (1-401)$$

$$E'''(t) = U_{20} \omega_{c,T} \omega_{c,B} \frac{T_{K,B} T_{K,T} r_{11}}{T_{KT} r_{12}} \times$$

$$\times \left[\frac{-\frac{1}{T_{KT}} - \frac{t}{T_{\text{ВОЗ}}}}{\left(\omega_{c,T} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right) \left(\omega_{c,B} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right)} + \right.$$

$$\begin{aligned} & + \frac{-\omega_{c,T} e^{-\omega_{c,T} t}}{\left(\frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} - \omega_{c,T} \right) (\omega_{c,B} - \omega_{c,T})} + \\ & + \frac{-\omega_{c,B} e^{-\omega_{c,B} t}}{\left(\frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} - \omega_{c,B} \right) (\omega_{c,T} - \omega_{c,B})} \Bigg]; \quad (1-402) \\ E''''(t) &= I_{\text{ВОЗ},0} R_{\text{ВОЗ}} c \varphi \omega \times \\ & \times \left[\frac{\left(\frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right)^2 e^{-t/T_{\text{ВОЗ}}}}{\left(\omega_{c,T} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right) \left(\omega_{c,B} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right)} + \right. \\ & + \frac{\omega_{c,T}^2 e^{-\omega_{c,T} t}}{(\omega_{c,B} - \omega_{c,T}) \left(\frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} - \omega_{c,T} \right)} + \\ & + \left. \frac{\omega_{c,B}^2 e^{-\omega_{c,B} t}}{(\omega_{c,T} - \omega_{c,B}) \left(\frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} - \omega_{c,B} \right)} \right]. \quad (1-403) \end{aligned}$$

После преобразований

$$E = \frac{E_3}{r_1} r_2 + A e^{-\omega_{c,B} t} + B e^{-\omega_{c,T} t} + C e^{-\frac{t}{T_{\text{ВОЗ}}}}, \quad (1-404)$$

где

$$A = E_3 \frac{r_2}{r_1} \left\{ \frac{1}{\omega_{c,T} - \omega_{c,B}} \times \right. \\ \times \left[n \omega_{c,T} - \frac{\omega_{c,T} \left(\omega_{c,B} - \frac{m}{T_{\text{ВОЗ}}} \right)}{\omega_{c,B} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}}} - 1 \right]; \quad (1-405)$$

$$B = E_3 \frac{r_2}{r_1} \left\{ \frac{1}{\omega_{c,T} - \omega_{c,B}} \times \right.$$

$$\times \left[\frac{\omega_{c,T} \left(\omega_{c,T} - \frac{m}{T_{\text{ВОЗ}}} \right)}{\omega_{c,T} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}}} - n \omega_{c,T} \right]; \quad (1-406)$$

$$C = \frac{E_3 r_2}{r_1 T_{\text{ВОЗ}}^2} \frac{1 - m}{\left(\omega_{c,B} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right) \left(\omega_{c,T} - \frac{1}{T_{\text{ВОЗ}}} \right)} \quad (1-407)$$

$$n = \frac{I_{\text{воз, зам}}}{I_{\text{воз0}}}; \quad (1-408)$$

где $I_{\text{воз, зам}}$ — ток возбуждения, соответствующий моменту замыкания РТ;

$$m = \frac{U_{20} k_{\text{в}} c \omega \Phi}{E_{\text{д, в}}} = \frac{U_{\text{возФ}}}{I_{\text{воз0}} R}, \quad (1-409)$$

m характеризует собой коэффициент форсировки возбудителя.

На рис. 1-303 приведены кривые $E = f(t)$, которые свидетельствуют о значи-

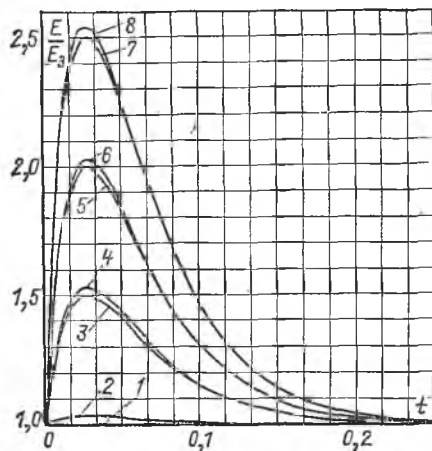


Рис. 1-303. Кривые $E/E_3 = f(t)$ при реверсе потока двигателя и $\omega_{с, \pi} = 60$ 1/с, $\omega_{с, \sigma} = 30$ 1/с, $T_{\text{воз}} = 1$ с.

1 — $m=1$; $n=1$; 2 — $m=4$; $n=1$; 3 — $m=1$; $n=2$; 4 — $m=4$; $n=2$; 5 — $m=1$; $n=3$; 6 — $m=4$; $n=3$; 7 — $m=1$; $n=4$; 8 — $m=4$; $n=4$.

тельном перерегулировании, опасном как для двигателя из-за возможности возникновения кругового огня на его коллекторе, так и для вентиляционного преобразователя из-за возможности опрокидывания инвертора. Перерегулирование существенно зависит от n и в меньшей степени от m .

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1-56. АНАЛОГОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Назначение, методы. Принцип аналогового моделирования. Моделирование переходных процессов является составной частью работ по проектированию систем электропривода. С его помощью уточняются параметры и структура корректирующих звеньев, найденных расчетным путем для линеаризованных систем автоматического регулирования. Данные моделирования, про-

веденного на стадии проектирования, могут использоваться как справочный материал для сравнения и контроля переходных процессов в налаживаемых системах электропривода.

По своему методу моделирование может быть физическим и математическим.

В основу метода физического моделирования положено изучение процессов на моделях одной физической природы с оригиналом. Этот метод позволяет не только исследовать явления, не имеющие математического описания, но и дает возможность получить необходимые для такого описания данные. Физическое моделирование наиболее эффективно используется для исследования процессов при разработке отдельных регуляторов, входящих в комплекс системы автоматического регулирования. При этом остальные части системы могут моделироваться с помощью физических моделей или с помощью математических моделей на цифровых или аналоговых вычислительных машинах.

Математическое моделирование основано на тождественности дифференциальных уравнений, описывающих процессы в оригинале и функциональные зависимости между выходными величинами на модели. При этом физическая природа процессов, протекающих в модели, может быть не только отличной от таковой в оригинале, но и сами эти процессы могут описываться совершенно другими дифференциальными уравнениями.

Метод математического моделирования является универсальным, так как он позволяет с помощью одного вычислительного устройства решать практически любые задачи, имеющие математическое описание.

В практике проектирования систем автоматического регулирования и управления электроприводами наиболее успешно применяется математическое моделирование с использованием аналоговых вычислительных устройств, выполненных на электронных усилителях постоянного тока с большим коэффициентом усиления (примерно 40 000) и глубокой отрицательной обратной связью.

К достоинствам электронных моделирующих машин (аналоговых моделей) относятся быстрота и лёгкость перехода от решения одной задачи к решению другой, возможность введения переменных параметров и нелинейных зависимостей, простота введения различного рода систематических и случайных возмущений, а также возможность визуального наблюдения исследуемых процессов в широком диапазоне масштабов времени. В случае совместной работы с физической моделью другого объекта или с самим этим объектом масштаб времени на аналоговой модели принимается равным единице (процессы моделируются в натуральном времени). Сопряжение аналоговых моделей с реальной аппаратурой систем электропривода затруднений не вызывает, поскольку выходные величины модели и реального объекта обычно имеют одинако-

вую физическую природу (разность электрических потенциалов).

Наибольшее распространение в практике моделирования переходных процессов в системах электроприводов получили малогабаритные аналоговые моделирующие машины структурного типа (МН-7М, МН-10М и др.). Модель исследуемой системы может быть набрана на таких машинах в виде копии (в другом масштабе) структурной схемы системы, звенья которой при этом оказываются во взаимодополнительном соответствии с звеньями схемы набора на модели.

После набора задачи на модели модель включается в работу. При этом происходит синхронное подключение цепей обратных связей интегрирующих усилителей и соединение последних с другими набранными на модели операционными усилителями. Одновременно в соответствии с условиями задачи на входы операционных усилителей подаются входные сигналы (задающие напряжения), а выходы интеграторов оказываются под напряжениями, соответствующими начальным условиям.

Переходный процесс в модели просматривается на экране электронного индикатора в виде графиков (в функции времени) выходных напряжений операционных усилителей. Характер переходного процесса сравнивается с ожидаемым (запроектированным). В случае значительного расхождения между ними выясняется причина.

В зависимости от конкретных задач и целей моделирования исследуются те или иные характеристики качества переходных процессов: длительность обработки возмущения (быстродействие), перерегулирование по току и динамическое падение скорости при набросах нагрузки, перерегулирование по э. д. с. (в системах с регулированием потока возбуждения двигателя), длительность разгона и торможения привода, скорость нарастания тока в якорной цепи, влияние отдельных параметров корректирующих звеньев на качество регулирования и др.

Для получения требуемого качества системы автоматического регулирования (заданного характера переходного процесса) изменяют коэффициенты усиления и постоянные времени в звеньях модели, соответствующих корректирующим цепям структурной схемы, или вводят в схему новые корректирующие звенья.

После достижения на модели оптимального переходного процесса с помощью принятых коэффициентов производится определение значений параметров и переменных величин в реальной системе. Полученные значения параметров и переменных величин проверяются с точки зрения их физической осуществимости и допустимости для конкретных элементов. Оценка качества системы электропривода производится с учетом предъявляемых к нему конкретных технологических требований.

Набор типовых звеньев на модели структурного типа. Передаточная функция усилителя постоянного тока, охватывающего

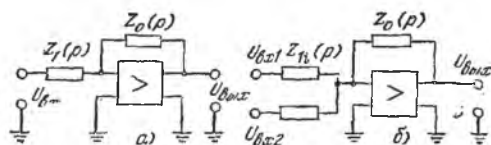


Рис. 1-304. Основные элементы структурных моделей.

а — решающий усилитель; б — суммирующий усилитель.

обратной отрицательной связью (рис. 1-304, а), имеет следующий вид:

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{k_y(p)}{Z_1(p) \left(1 + \frac{k_y(p)}{Z_0(p)} \right)}, \quad (1-410)$$

где $k_y(p)$ — коэффициент усиления разомкнутого усилителя (в операторной форме); $Z_1(p)$ — входное сопротивление усилителя; $Z_0(p)$ — сопротивление цепи обратной связи.

При большом коэффициенте усиления усилителя (30 000—50 000), когда $k_y(p)/Z_0(p) \gg 1$, единичей в знаменателе можно пренебречь, и передаточная функция принимает вид

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{Z_0(p)}{Z_1(p)}. \quad (1-411)$$

В этом случае передаточная функция усилителя, а следовательно, и точность выполняемой им операции определяются только параметрами цепи обратной связи и входной цепи и, таким образом, в рабочем диапазоне частот практически не зависят от возможных изменений (колебаний) коэффициента усиления усилителя.

В частном случае при $Z_1(p) = R_1$ и $Z_0(p) = R_0$ и, следовательно, при

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{R_0}{R_1} = k \quad (1-412)$$

усилитель является собственно усилительным и инвертирующим звеном (при $R_0 = R_1$ имеет место чистое инвертирование).

Когда $Z_1(p) = R$ и $Z_0(p) = \frac{1}{Cp}$ (в цепь обратной связи включена емкость),

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{1}{RCp} \quad (1-413)$$

и усилитель становится интегрирующим (и одновременно инвертирующим) звеном.

Для схемы рис. 1-304, б имеем:

$$U_{\text{вых}}(p) = - Z_0(p) \sum_{i=1}^n \frac{U_{\text{вх},i}(p)}{Z_{i1}(p)}, \quad (1-414)$$

где $Z_{i1}(p)$ — сопротивление i -й входной цепи.

Таблица 1-42

Передаточные функции звеньев

Схема	Схема набора	Передаточная функция
а		$H(p) = -\frac{1}{Tp} ; \quad T = RC$
б		$H(p) = -\frac{k}{Tp + 1} ; \quad k = \frac{R_2}{R_1} ; \quad T = R_2 C$
в		$H(p) = -k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1} ;$ $k = \frac{R_2}{R_1} ; \quad T_1 = R_3 C ;$ $T_2 = (R_2 + R_3) C$
г		$H(p) = -\frac{T_2 p + 1}{T_1 p} ; \quad T_1 = R_1 C ; \quad T_2 = R_2 C$
д		$H(p) = -\frac{1}{T_1 p} \frac{T_2 p + 1}{T_3 p + 1} ;$ $T_1 = R_1 (C_1 + C_2) ;$ $T_2 = C_2 R_2 ; \quad T_3 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} T_2$
е		$H(p) = -\frac{T_3 p}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} ;$ $T_1 = R_1 C_1 ; \quad T_2 = R_2 C_2 ; \quad T_3 = R_2 C_1$

Продолжение табл. 1-42

Схема	Схема набора	Передаточная функция
ж		$H(p) = - \frac{pT_4(1 + \dots)}{[1 + p(T_1 + T_2 + T_3) + \dots + p^2 T_1 T_2 (1 + pT_3)]};$ $T_1 = C_1 R_1; \quad T_2 = R_2 C_2; \quad T_3 = C_2 R_1;$ $T_4 = R_1 C_3; \quad T_3 = R_3 C_3$
з		$H(p) = - \frac{k(1 + pT_2)}{1 + p(T_1 + T_2 + T_3) + p^2 T_1 T_2};$ $k = \frac{R_1}{R_3}; \quad T_1 = R_1 C_1; \quad T_2 = R_2 C_2;$ $T_3 = R_1 C_2$
и		$H(p) = - k \frac{T_1 p}{T_1 p + 1};$ $k = \frac{R_2}{R_1}; \quad T_1 = R_1 C$
к		$H(p) = - \frac{k_3}{\frac{1 + k_1(1 + pT_1)}{1 + k_2(1 + pT_3)} + [1 + k_1(1 + pT_1)]pT_2};$ $k_1 = \frac{R_{11}}{R_{12}}; \quad k_2 = \frac{R_{22}}{R_{21}}; \quad k_3 = \frac{R_{21}}{R_{12}};$ $T_1 = C_1 R_{12}; \quad T_2 = C_2 R_{12}; \quad T_3 = C_3 R_{21}$ Колебательное звено второго порядка можно получить при $k_1=k_2=1$ и $T_1=T_3 > T_2$

При $Z_o(p) = 1/Cp$ и $Z_{i2}(p) = R_{12}$ получим суммирующее (с инвертированием) интегрирующее звено.

В случае $Z_o(p) = R_o$ и $Z_{i1}(p) = R_{11}$ получим простое суммирующее (с инвертированием) звено.

В табл. 1-42 приведены наиболее часто встречающиеся передаточные функции звеньев в структурных схемах систем автома-

тического регулирования и соответствующие им наборные звенья модели.

Переменные величины x_i исследуемой системы (в структурной схеме системы) и соответствующие им величины X_i в схеме набора на модели (машинные переменные) связаны друг с другом масштабными коэффициентами m_i по формуле

$$X_i = m_i x_i. \quad (1-415)$$

Таблица 1-43

Эквивалентные схемы аperiodических звеньев

Схе-ма	Передаточная функция	Схема набора	Коэффициенты
а	$\frac{x_2(p)}{x_1(p)} = \frac{k'}{1 + pT}$		$k_1 = \frac{k'}{m_t T};$ $k_2 = \frac{1}{m_t T}$
б	$\frac{x_2(p)}{x_1(p)} = \frac{k'}{1 + 2\xi T p + T^2 p^2}$		$k_1' = \frac{k'}{m_t^2 T^2};$ $k_2 k_3 = \frac{1}{m_t^2 T^2};$ $k_3 = \frac{2\xi}{m_t T}; \quad k_4 = 1$
в	$\frac{x_2(p)}{x_1(p)} = \frac{k'p}{1 + pT}$		$k_1 = \frac{k'}{T};$ $k_2 k_3 k_4 = \frac{1}{m_t T}$
г	$\frac{x_2(p)}{x_1(p)} = k' \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2}$ $T_1 < T_2$		$k_1 = k' \frac{T_1}{T_2};$ $k_3 = \frac{1}{m_t T_1}$ $k_2 k_4 = k_3 - \frac{1}{m_t T_2}$
д	$\frac{x_2(p)}{x_1(p)} = k' \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2}$ $T_1 > T_2$		$k_1 = k' \frac{T_1}{T_2};$ $k_3 = \frac{1}{m_t T_1};$ $k_2 k_4 k_5 = \frac{1}{m_t T_2} - k_3$

Так как рабочее напряжение усилителей равно 100 В, то при выборе масштаба должно быть выполнено условие $m_i x_i \leq \leq 100$ В.

Для независимой переменной (времени) имеем:

$$\tau = m_t t, \quad (1-416)$$

где t — натуральное время; τ — машинное время.

Поскольку $p = d/dt$, то в машинных единицах получим:

$$P = \frac{d}{d\tau} = \frac{1}{m_t} p \quad (1-417)$$

и, следовательно, $p = m_t P$.

Звенья модели, соответствующие типовым звеньям систем автоматического регулирования, можно представить и в виде, от-

личном от приведенного в табл. 1-42. В этом случае набор звеньев на модели производится по дифференциальным уравнениям типовых звеньев системы автоматического регулирования. Например, для аperiodического звена первого порядка имеем:

$$\frac{x_2(p)}{x_1(p)} = \frac{k}{1+Tp}. \quad (1-418)$$

Введя масштабные коэффициенты, получим:

$$\frac{X_2(P)}{X_1(P)} = \frac{\frac{m_2}{m_1} k}{1 + T m_1 P}, \quad (1-419)$$

где $X_2(P)$ — выходная машинная переменная; $X_1(P)$ — входная машинная переменная. Следовательно,

$$PX_2(P) = \frac{m_2}{m_1} \frac{k}{m_1 T} X_1(P) - \frac{1}{m_1 T} X_2(P). \quad (1-420)$$

Предположим, что уже имеем переменную $X_2(P)$ в виде электрического напряжения. Взяв от нее с помощью делителя часть, пропорциональную коэффициенту $1/(m_1 T)$,

и просуммировав ее с выражением $\frac{m_2}{m_1} \frac{k}{m_1 T} X_1(P)$, получим напряжение, равное $PX_2(P)$.

Если подадим его на вход интегрирующего усилителя, то на выходе получим $X_2(P)$. Соединив затем выход усилителя с зажимом $X_2(P)$, получим эквивалентную схему «а» модели аperiodического звена, приведенную в табл. 1-43, где k_1 и k_2 — передаточные коэффициенты решающего усилителя, а $k' = (m_2/m_1)k$ — принятый коэффициент усиления звена на модели.

Аналогичным способом производится набор на модели и других типовых звеньев, показанных в табл. 1-43.

Приведенная методика набора типовых звеньев позволяет избежать применения дифференцирующих усилителей, имеющих повышенную чувствительность к внешним и внутренним помехам (наводкам), особенно на высоких частотах.

В схеме «б» табл. 1-43 напряжение на выходе усилителя I есть производная выходного сигнала, поэтому это звено может быть использовано и для получения производной.

Набор типовых нелинейностей производится по табл. 1-44.

Таблица 1-44

Схемы типовых нелинейностей

График нелинейной зависимости	Схема набора
Ломаная линия «А» ^а	
Ломаная линия «Б» ^б	
Ломаная линия «В» ^в	
Ломаная линия «Г» ^г	
Зона нечувствительности ^д	

График нелинейной зависимости	Схема набора
Ограничение по «у» ^а	
Момент сухого трения ^б	
Релейная характеристика ^в	
Люфт ^г	

Методика выбора масштабных коэффициентов. Масштаб моделируемой физической переменной может быть определен как отношение напряжения на модели к значению соответствующей ему физической переменной

$$m = \frac{X}{x},$$

где X — напряжение на модели; x — действительное значение физической переменной.

Масштабы физических переменных на входе и выходе реального звена системы автоматического регулирования, действительный коэффициент усиления этого звена и коэффициент усиления соответствующего ему звена на модели связаны соотношением

$$k' = k \frac{m_{x, \text{вых}}}{m_{x, \text{вх}}}, \quad (1-421)$$

где k' — коэффициент усиления звена на модели; k — коэффициент усиления реального звена; $m_{x, \text{вых}}$ — масштаб физической переменной на выходе звена; $m_{x, \text{вх}}$ — масштаб физической переменной на входе звена.

Поскольку физическая переменная на входе какого-либо реального звена системы является той же самой физической переменной на входе предшествующего звена, то масштабы входных физических переменных можно исключить из рассмотрения и оперировать только масштабами выходных физических переменных. В этом случае после нумерации звеньев в направлении передачи воздействия предыдущая формула преобразуется

$$k'_{i+1} = k_{i+1} \frac{m_{i+1}}{m_i}, \quad (1-422)$$

где m_i — масштаб физической переменной на выходе i -го (например, 5-го) звена системы; m_{i+1} — масштаб физической переменной на выходе $(i+1)$ -го (6-го) звена; k'_{i+1} и k_{i+1} — коэффициенты усиления соответственно звена на модели и реального звена.

Условие $m_i x_{i, \text{max}} \leq 100$ В однозначно не определяет масштаб. Кроме того, практически часто максимально допустимое напряжение на выходах усилителя может быть больше 100 В или, наоборот, меньше 100 В (при меньшем номинальном напряжении). Следовательно, чтобы усилитель всегда работал в линейном режиме. Иногда такой режим достигается соответствующим предусмотренным на моделях (МН-7М) уموощением усилителя.

Абсолютная погрешность операций, осуществляемых нелинейными блоками, практически не зависит от значений входных и выходных напряжений (нормируется в процентах шкалы 100 В), поэтому для снижения относительной погрешности масштабы для них следует выбирать из условия $m_i x_{i, \text{max}} = 100$ В. Выбор масштабов для ли-

нейных звеньев из этого же условия может привести к тому, что коэффициенты усиления на входах усилителей, вычисленные по формулам табл. 1-43, окажутся нереализуемыми.

При произвольном выборе масштабов количество имеющихся на модели регулируемых входов усилителей может оказаться недостаточным. Желательно использовать больше нерегулируемых входов, так как это повышает точность моделирования и облегчает набор схемы на модели. Поэтому вместо того, чтобы задаться значениями масштабов переменных для линейных звеньев системы, можно сначала задаться значениями коэффициентов усиления отдельных звеньев модели, а уже по ним вычислить масштабы. Например, если решено у усилителя, моделирующего апериодическое звено, выбрать единичный (нерегулируемый) вход, то в соответствии с формулой табл. 1-43 находим необходимый для этого коэффициент усиления звена

$$k^1 = k_1 m_1 T = 1 m_1 T = m_1 T. \quad (1-423)$$

Если при этом масштаб физической переменной, моделируемой предыдущим звеном, уже выбран, то масштаб физической переменной звена определится из соотношения

$$m_i = m_{i-1} \frac{k_i^*}{k_i}. \quad (1-424)$$

Если полученный масштаб не удовлетворяет условию $m_i x_{i, \text{max}} \leq 100$ В, необходимо изменить масштаб m_{i-1} или использовать регулируемый вход. В общем случае расчет осуществляется методом пробных последовательных приближений с попеременным выбором масштабов и коэффициентов усиления.

При распределении общего коэффициента усиления разомкнутого контура регулирования по отдельным звеньям необходимо исходить из следующего:

1) произведение коэффициентов усиления последовательно соединенных звеньев в любом замкнутом контуре должно оставаться неизменным. Если увеличивается (уменьшается) коэффициент усиления в прямой цепи, то следует во столько же раз уменьшить (увеличить) коэффициент усиления звена, осуществляющего обратную связь;

2) если масштабы переменных нелинейных звеньев выбраны из условия наименьшей погрешности осуществляемых ими операций, то общий коэффициент усиления линейных звеньев, расположенных между двумя соседними нелинейными звеньями, должен оставаться неизменным. В противном случае изменяются и масштабы переменных у нелинейных звеньев. По этой же причине нельзя компенсировать изменение коэффициента усиления звена, расположенного перед нелинейным звеном, за счет соответству-

ющего изменения коэффициента усиления звеньев, расположенных после указанного нелинейного звена;

3) распределение коэффициента усиления между отдельными звеньями должно производиться так, чтобы у звена, на один вход которого в начальный момент работы модели подается напряжение, по значению близкое к номинальному напряжению усилителя, а на другие входы подается напряжение обратной отрицательной связи через звенья с большими постоянными времени, был небольшой коэффициент усиления, обеспечивающий работу усилителей на линейной части характеристики.

Небольшой коэффициент усиления должен быть и у звена, следующего за усилителем-интегратором, на выходе которого задается напряжение (близкое к 100 В), соответствующее начальным условиям.

Обычно коэффициент усиления первого суммирующего усилителя (входного звена) принимается равным единице, а коэффициенты усиления следующих звеньев (в направлении передачи воздействия) увеличиваются и тем больше, чем больше их постоянная времени или постоянные времени предшествующих им звеньев, но так, чтобы в установленном режиме выходное напряжение усилителей не превысило 80—100 В. Коэффициент усиления последнего звена в прямой цепи (например, звена, выходное напряжение которого задает частоту вращения двигателя) и коэффициент усиления в цепи обратной связи (по частоте вращения двигателя) согласуются с задающим напряжением так, чтобы с учетом возможного перерегулирования напряжение выходного звена не превышало допустимых 100 В. При этом используется соотношение

$$U_{\text{вых,у}} = \frac{k_{\text{общ}}}{1 + k_{\text{общ}} k_{\text{о,с}}}, \quad (1-425)$$

где $k_{\text{общ}}$ — общий коэффициент усиления прямой цепи (на модели); $k_{\text{о,с}}$ — принятый на модели коэффициент обратной связи;

4) после выбора коэффициентов усиления отдельных звеньев масштабные коэффициенты определяются следующим образом.

Поскольку задаются определенным значением задающего напряжения на входе первого суммирующего усилителя или определенным значением напряжения на выходе интегратора, имитирующего начальные условия, и известны действительные значения физических величин в системе автоматического регулирования, то масштаб для любой из этих переменных будет:

$$m_i = \frac{X_i}{x_i}, \quad (1-426)$$

где X_i — принятое значение напряжения на модели; x_i — значение физической переменной, соответствующее напряжению X_i ; i — индекс физической переменной (номер звена).

Тогда масштаб переменной на выходе звена, на вход которого подано напряжение X_i , находится по выражению

$$m_{i+1} = m_i \frac{k'_{i+1}}{k_{i+1}}, \quad (1-427)$$

где k_{i+1} — действительный коэффициент усиления $(i+1)$ -го звена в структурной схеме системы; k'_{i+1} — принятый коэффициент усиления соответствующего звена модели.

Переходя далее к следующим звеньям в направлении передачи воздействия, получаем:

$$m_{i+n} = m_{i+n-1} \frac{k'_{i+n}}{k_{i+n}}. \quad (1-428)$$

Наоборот, при переходе к соседнему звену в направлении, обратном направлению передачи воздействия, будем иметь:

$$m_{i-n} = m_{i-n+1} \frac{k_{i-n+1}}{k'_{i-n+1}} \quad (1-429)$$

После обхода всего замкнутого контура системы мы снова возвращаемся к начальному i -му звену и аналогичным образом определяем масштаб соответствующей ему i -й переменной. Если вычисленное значение масштабного коэффициента совпадает с первоначальным (принятым), то определение масштабных коэффициентов произведено правильно. В этом случае можно быть уверенным, что общий коэффициент усиления замкнутого контура сохранился заданным в структурной схеме.

Масштаб переменной на выходе нелинейных звеньев, осуществляющих операции умножения или деления, зависит от использования этих звеньев.

Примеры выбора и расчета схемы набора на модели

Пример 1. Привод клети прокатного стана. Система ТП-Д с двухзонным регулированием скорости. Двигатель 4300 кВт, 750 В, 6100 А.

Структурная схема системы управления электроприводом дана на рис. 1-305. Значения физических переменных заданы в относительных единицах. Расчетные значения коэффициентов усиления и постоянных времени передаточных функций в структурной схеме заданы следующими:

$$\alpha=1; i_{\text{max}}=2,5; \varphi_{\text{max}}=1; \varphi_{\text{min}}=0,53;$$

$$k_{\varphi 1}=1,24; k_{\varphi 2}=4; \rho=0,104; T_{\mu}=0,01\text{с};$$

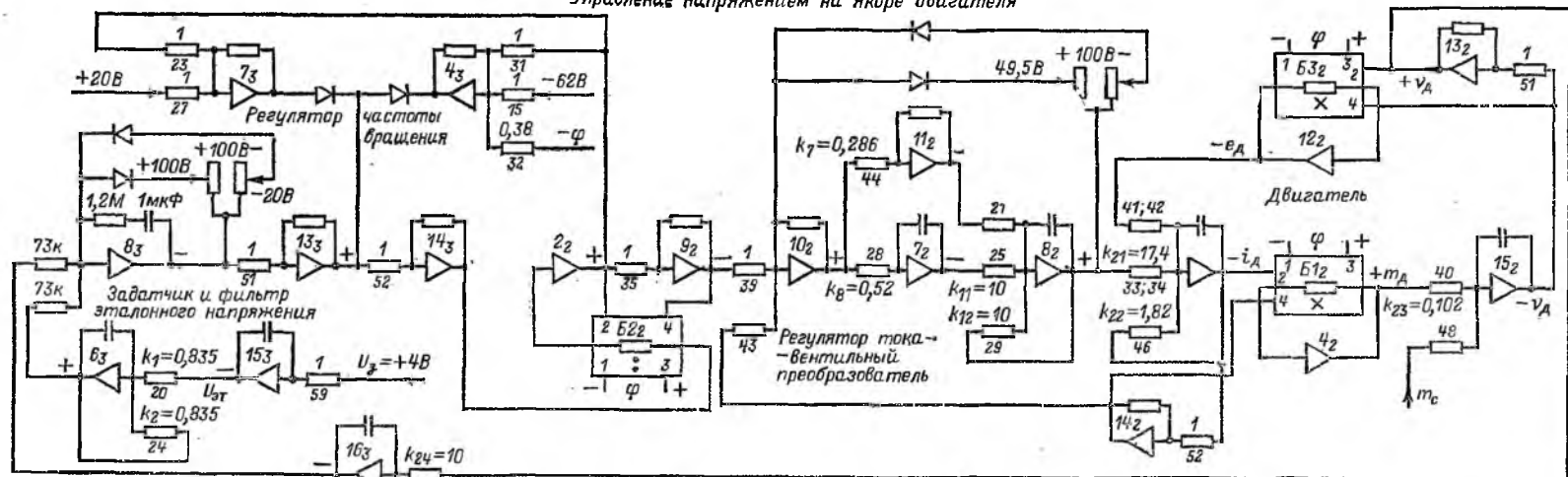
$$T_{\mu, \text{в, д}}=0,0235\text{с}; T_{\text{ИВ, д}}=1,84\text{с};$$

$$T_{\text{ВВ, д}}=0,0135\text{с}; T_{\text{э}}=0,055\text{с};$$

$$T_{\text{эм}}=0,102\text{с}; T_{\text{ф}}=0,01\text{с}; T_{\text{в}}=0,01\text{с}.$$

Ограничения выходных напряжений регуляторов и делительных устройств указаны на структурной схеме (в относительных единицах).

Управление напряжением на якоре двигателя



Управление возбуждением двигателя

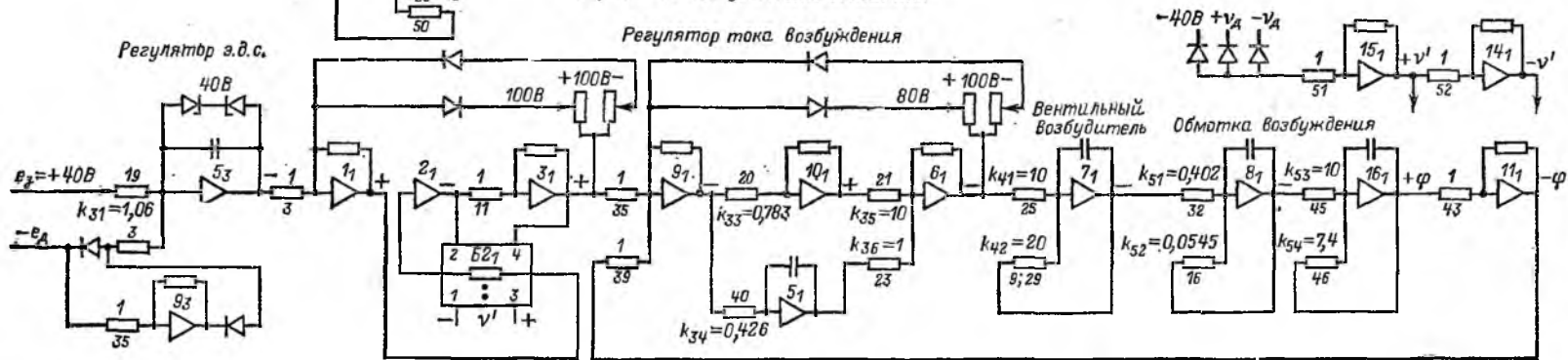


Рис. 1-306. Схема набора на модели системы управления электроприводом клетки прокатного стана.

Двигатель

$$\left(\frac{1}{\rho}\right)' = \frac{1}{\rho} \frac{m_i}{m_e} = \frac{1 \cdot 40}{0,104 \cdot 40} = 9,6;$$

$$\left(\frac{\rho}{T_{\text{вм}}}\right)' = \frac{\rho}{T_{\text{вм}}} \frac{m_v}{m_i} = \frac{0,104 \cdot 40}{0,102 \cdot 40} = 1,02.$$

б) Система управления возбуждением двигателя

Регулятор э. д. с.

$$k'_u = \frac{1}{4T_{\mu, \text{в.д.}}} \frac{m_{\text{р.э.д.с.}}}{m_e} =$$

$$= \frac{1 \cdot 40}{4 \cdot 0,0235 \cdot 40} = 10,6;$$

$U_{\text{огр2}} = 40 \text{ В}; U_{\text{огр3}} = 100 \text{ В}.$

Регулятор тока возбуждения

$$k'_{\text{пр}} = \frac{T_{1\Gamma} \cdot m_{\text{р.в.}}}{2T_{\mu, \text{в.д.}} m_{\Phi}} = \frac{1,84}{2 \cdot 0,0235} \times$$

$$\times \frac{20}{100} = 7,83;$$

$$k'_u = \frac{m_{\text{р.в.}}}{2T_{\mu, \text{в.д.}} m_{\Phi}} = \frac{1}{2 \cdot 0,0235} \times$$

$$\times \frac{20}{100} = 4,26;$$

$U_{\text{огр4}} = k_{\Phi 2} m_{\text{р.в.}} = 4 \cdot 20 = 80 \text{ В}.$

Вентильный возбудитель

$$k'_v = k_v \frac{m_v}{m_{\text{р.в.}}} = 1 \frac{10}{20} = 0,5.$$

Обмотка возбуждения

$$k'_{o, \text{в.}} = k_{o, \text{в.}} \frac{m_{\Phi}}{m_v} = 1 \frac{100}{10} = 10.$$

Определение коэффициентов усиления на входах операционных усилителей

а) Система управления напряжением на якоре двигателя

Фильтр эталонного напряжения

$$k_1 = \frac{k'_{\text{э.т.}}}{m_t T_{\text{э.т.}}} = \frac{1}{m_t 4(2T_{\mu} + T_{\Phi})} =$$

$$= \frac{1}{10 \cdot 4(2 \cdot 0,01 + 0,01)} = 0,835;$$

$$k_2 = \frac{1}{m_t T_{\text{э.т.}}} = \frac{1}{m_t 4(2T_{\mu} + T_{\Phi})} =$$

$$= \frac{1}{10 \cdot 4(2 \cdot 0,01 + 0,01)} = 0,835$$

(масштаб времени $m_t = 10$).

Регулятор частоты вращения

$$k_3 = k'_{\text{пр}} = 16,34;$$

$$k_4 = \frac{k'_u}{m_t} = \frac{136,6}{10} = 13,7.$$

При реализации звена одним операционным усилителем будем иметь (согласно табл. 1-42) $k_4 = 1/(CR_1)$. Приняв $C = 1 \text{ мкФ}$, получим:

$$R_1 = \frac{1}{k_4 C} = \frac{1}{13,7 \cdot 1} = 0,073 \text{ МОм};$$

$k_3 = R_2/R_1$, поэтому $R_2 = k_3 R_1 = 16,34 \cdot 0,073 = 1,2 \text{ МОм}.$

Регулятор тока

$$k_7 = k'_{\text{пр}} = 0,286; k_8 = \frac{k'_u}{m_t} = \frac{5,2}{10} = 0,52.$$

Вентильный преобразователь

$$k_{11} = \frac{k'_{\text{р.в.}}}{m_t T_{\mu}} = \frac{1}{10 \cdot 0,01} = 10;$$

$$k_{12} = \frac{1}{m_t T_{\mu}} = \frac{1}{10 \cdot 0,01} = 10.$$

Двигатель

$$k_{21} = \left(\frac{1}{\rho}\right)' \frac{1}{m_t T_{\varepsilon}} = 9,6 \frac{1}{10 \cdot 0,055} = 17,4;$$

$$k_{22} = \frac{1}{m_t T_{\varepsilon}} = \frac{1}{10 \cdot 0,055} = 1,82;$$

$$k_{23} = \left(\frac{\rho}{T_{\text{вм}}}\right)' \frac{1}{m_t} = 1,02 \frac{1}{10} = 0,102.$$

Фильтр в цепи обратной связи по скорости

$$k_{24} = k_{25} = \frac{1}{m_t T_{\Phi}} = \frac{1}{10 \cdot 0,01} = 10.$$

в) Система управления возбуждением двигателя

Регулятор э. д. с.

$$k_{31} = \frac{k'_u}{m_t} = \frac{10,6}{10} = 1,06.$$

Регулятор возбуждения

$$k_{33} k_{35} = k'_{\text{пр}} = 7,83. \text{ Принимаем } k_{33} = 0,783;$$

$$k_{35} = 10;$$

$$k_{34} k_{36} = \frac{k'_u}{m_t} = \frac{4,26}{10} = 0,426.$$

Принимаем $k_{34} = 0,426; k_{36} = 1.$

Вентильный возбудитель

$$k_{41} = \frac{k'_v}{m_t T_v} = \frac{0,5}{10 \cdot 0,05} = 10;$$

$$k_{42} = \frac{1}{m_t T_v} = \frac{1}{10 \cdot 0,05} = 20.$$

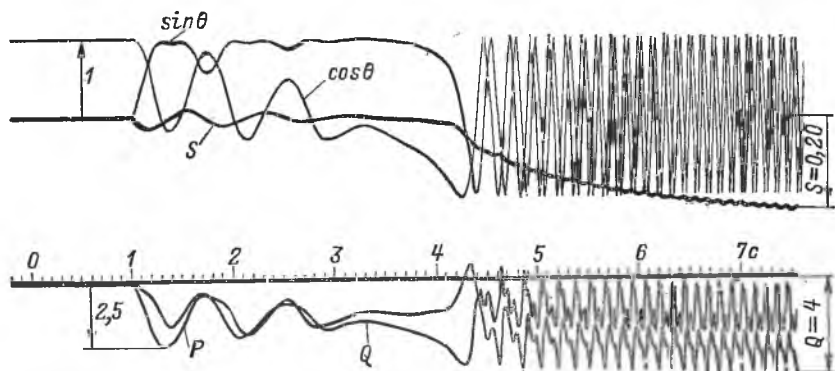


Рис. 1-307. Осциллограмма выхода двигателя из синхронизма при приложении нагрузки $P=1,5$.

$$U_f=1; Q_x=0; x_c=0.$$

Обмотка возбуждения

$$k_{51}' = \frac{k_{0,в}}{m_t T_{1в,д}} = \frac{10}{10 \cdot 1,84} = 0,545;$$

$$k_{52} = \frac{1}{m_t T_{1в,д}} = \frac{1}{10 \cdot 1,84} = 0,0545;$$

$$k_{53}' = \frac{1}{m_t T_{2в,д}} = \frac{1}{10 \cdot 0,0135} = 7,4;$$

$$k_{54} = \frac{1}{m_t T_{2в,д}} = 7,4.$$

Принимаем $k_{53}=10$, тогда

$$k_{51} = \frac{0,545 \cdot 7,4}{10} = 0,402.$$

На этом расчет схемы набора на модели заканчивается. Масштаб потока возбуждения двигателя ($m_\varphi=100$ В) выбран здесь из условия получения минимальной погрешности операций умножения и деления. При выборе масштаба частоты вращения двигателя принято во внимание, что максимальная скорость при ослаблении потока возбуждения в 2 раза больше номинальной. При выборе масштабов выходных напряжений регулятора тока возбуждения и вентильного возбудителя учтена их четырехкратная форсировка.

Заметим, что в приведенном примере параметры системы электропривода выбраны по так называемому «симметричному» оптимуму. В результате моделирования может быть установлено, что для исследуемой астатической системы динамическое падение скорости при набросе номинальной нагрузки не превышает 4% номинальной, быстродействие — примерно 0,25 с и перерегулирование по току — около 45%. Электропривод с такими показателями может быть использован в качестве привода непереворачиваемой клетки.

Пример 2. Привод преобразовательного агрегата. Система регулирования возбуждением синхронного двигателя. Двигатель 16 000 кВт·А, 6 кВ, 1542 А, 375 об/мин. Ток возбуждения 525 А, номинальное напряжение возбуждения 190 В.

Особенностью структурной схемы, изображающей синхронный двигатель, является представление косинуса угла θ в виде

$$\begin{aligned} \cos \theta(t) &= \int_{t_1}^{t_2} \omega_c s(\theta, t) \sin \theta(t) dt = \\ &= \int_{t_1}^{t_2} \omega_c \frac{1}{\omega_c} \frac{d\theta}{dt}(t) \sin \theta(t) dt = \\ &= \int_{t_1}^{t_2} \sin \theta(t) d\theta(t) \end{aligned} \quad (1-430)$$

и аналогично синусу угла θ в виде

$$\sin \theta(t) = \int_{t_1}^{t_2} \cos \theta(t) d\theta(t). \quad (1-431)$$

Такое представление избавляет от трудностей, связанных с использованием нелинейных блоков, аппроксимирующих тригонометрические функции в ограниченном диапазоне изменения угла.

Для уменьшения погрешности при вычислении $\sin \theta$ и $\cos \theta$ на модели введена коррекция, действующая при нарушении равенства $\cos^2 \theta + \sin^2 \theta = 1$. На рис. 1-307 и 1-308 приведены осциллограммы выхода двигателя из синхронизма в схеме с отключенным регулятором возбуждения, иллюстрирующие работу узла формирования синуса и косинуса.

Структурная схема системы управления возбуждением синхронного двигателя дана на рис. 1-309. Расчетные значения

коэффициентов усиления и постоянных времени передаточных функций в структурной схеме заданы следующими.

Реактивное сопротивление по продольной оси, отн. ед.,

$$X_d = 1,073.$$

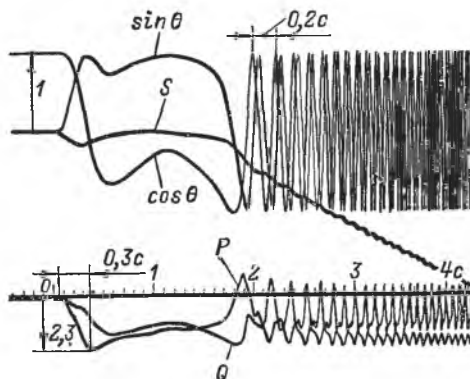


Рис. 1-308. Осциллограмма выхода двигателя из синхронизма при приложении нагрузки $P=1,5$.

$$U_f=1; Q_x=0; x_e=0,107.$$

Реактивное сопротивление по поперечной оси, отн. ед.,

$$X_q = 0,736.$$

Эквивалентное реактивное сопротивление питающей сети, отн. ед.,

$$X_c = 0,107.$$

Угловая частота питающей сети $\omega_c = 314$ 1/с

$$\frac{X_{a,f,d}}{r_f} = 1.$$

Передаточный коэффициент в цепи положительной обратной связи по активному току $P_0=1,19$.

Постоянная инерции $H_j=6,55$ с.

Постоянная времени рассеяния демпферной обмотки

$$T_{kd} = 0,004$$
 с.

Постоянная времени демпферной обмотки при замкнутой обмотке возбуждения и разомкнутой обмотке статора $T_{d,0}'' = 0,0145$ с.

Постоянная времени демпферной обмотки при замкнутой обмотке статора и разомкнутой обмотке возбуждения $T_q'' = 0,0139$ с.

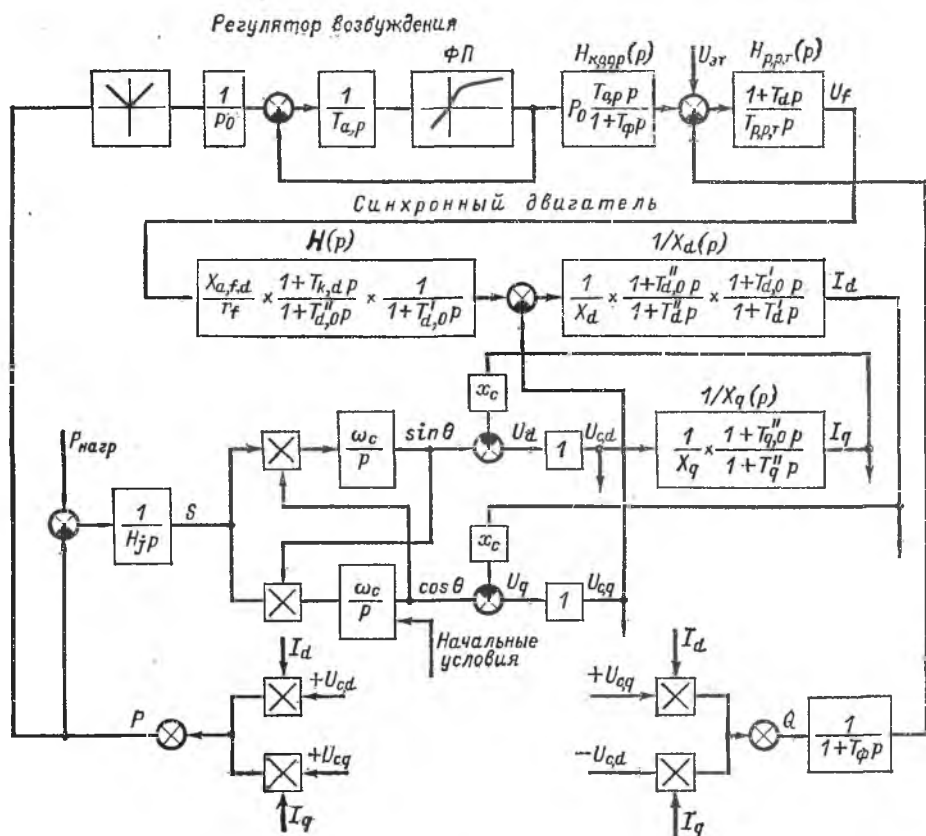


Рис. 1-309. Структурная схема системы управления возбуждением синхронного двигателя.

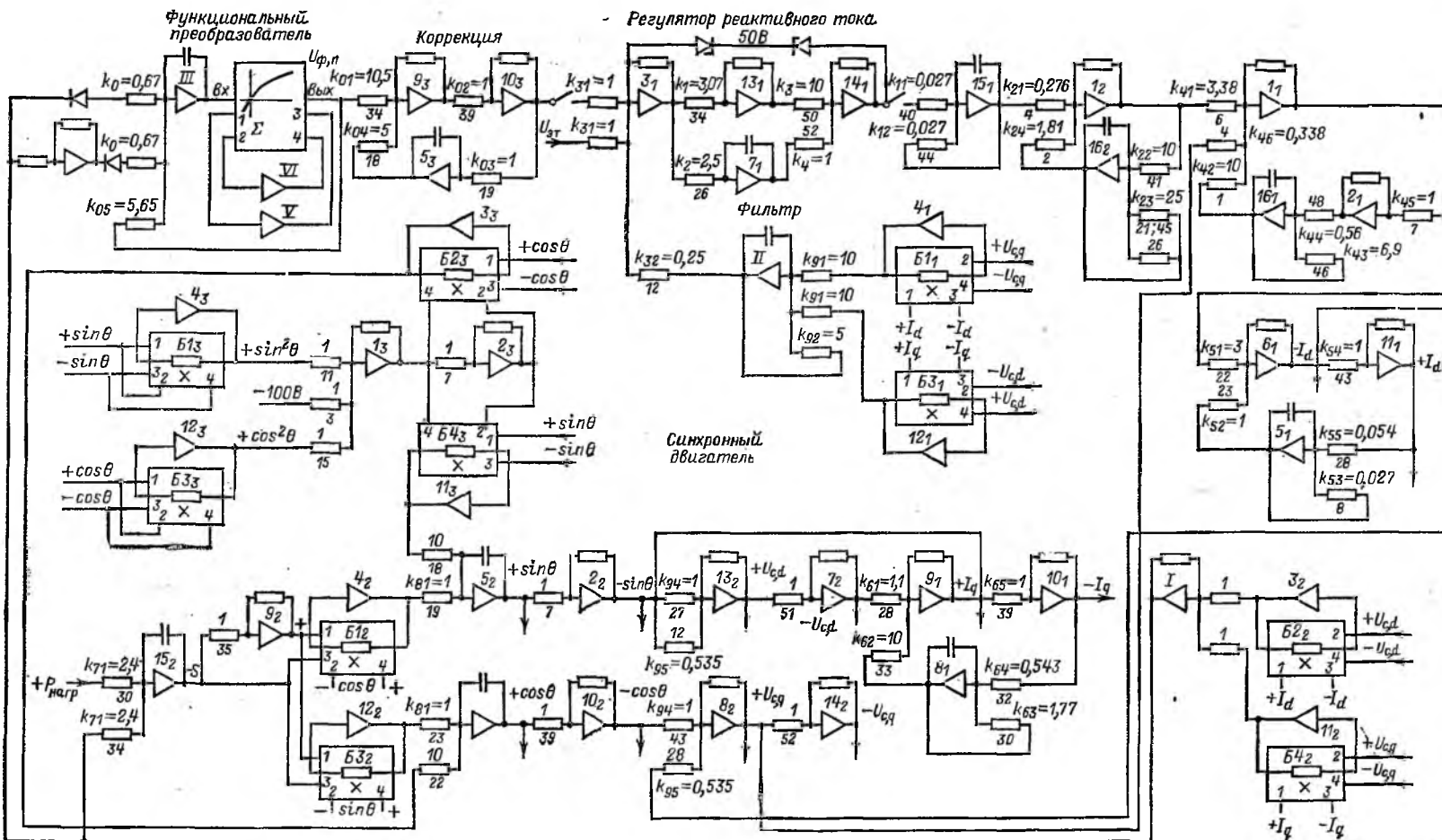


Рис. 1-310. Схема набора на модели системы управления возбуждением синхронного двигателя.

Постоянная времени демпферной обмотки при замкнутых обмотке статора и обмотке возбуждения $T_d''=0,008$ с.

Постоянная времени демпферной обмотки при разомкнутых обмотке статора и обмотке возбуждения $T_{q,0}''=0,0565$ с.

Постоянная времени обмотки возбуждения при замкнутой обмотке статора и разомкнутой демпферной обмотке $T_d'=1,23$ с.

Постоянная времени регулятора реактивного тока $T_{p,r,t}=0,04$ с.

Постоянная времени положительной обратной связи по активному току $T_{a,p}=0,05$ с.

Постоянная времени фильтров измерителей $T_\Phi=0,02$ с.

Постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке статора $T_{d,0}'=3,7$ с.

Решение. В соответствии со структурной схемой рис. 1-309 и табл. 1-43 схема набора на моделирующей установке принимает вид, показанный на рис. 1-310.

Выбор масштабов и определение коэффициентов усиления звеньев на модели

а) Регулятор тока возбуждения

Регулятор реактивного тока

Принимаем масштаб эталонного напряжения и масштаб выходного напряжения регулятора соответственно $m_{U_{\text{эт}}} = m_{U_f} = 10$.

Тогда для пропорциональной части регулятора

$$k_{\text{пр}} = \frac{T_d'}{T_{p,r,t}} \frac{m_{U_f}}{m_{U_{\text{эт}}}} = \frac{1,23 \cdot 10}{0,04 \cdot 10} = 30,75;$$

для интегральной части регулятора

$$k_{\text{и}} = \frac{1}{T_{p,r,t}} \frac{m_{U_{\text{эт}}}}{m_{U_{\text{эт}}}} = \frac{1 \cdot 10}{0,04 \cdot 10} = 25.$$

Функциональный преобразователь

Принимаем масштабы активной и реактивной мощности

$$m_P = m_Q = 20.$$

Масштаб входного напряжения преобразователя $m_{1/p_0} = 10$.

Масштаб выходного напряжения преобразователя $m_{U_{\Phi,p}} = 2,84$.

Масштаб выходного напряжения интегратора $m_{U_{\text{ин}}} = 8$. Тогда

$$k_{\text{ин}} = \left(\frac{1}{T_{a,p}} \right)' = \frac{1}{T_{a,p}} \frac{m_{U_{\text{ин}}}}{m_{1/p_0}} = \frac{1 \cdot 8}{0,05 \cdot 10} = 16;$$

$$k_{q,c}^* = k_{o,c} \frac{m_{1/p_0}}{m_{U_{\Phi,p}}} = 1 \frac{10}{2,84} = 3,52;$$

$$\left(\frac{1}{P_o} \right)' = \frac{1}{P_o} \frac{m_{1/p_0}}{m_P} = \frac{1 \cdot 10}{1,19 \cdot 20} = 0,42.$$

Расчетная зависимость между входным и выходным напряжением функционального преобразователя ($U_{\Phi,p} = \sqrt{2} U_{\text{ин}}$) задана графиком:

$U_{\text{ин}}$	$U_{\Phi,p}$	$U_{\text{ин}}$	$U_{\Phi,p}$
2	2	40	8,95
5	3,26	50	10
10	4,46	70	11,8
15	5,48	80	12,6
20	6,32	100	14,2
30	7,74		

Коррекция

$$P_o' = P_o \frac{m_{U_{\text{эт}}}}{m_{U_{\Phi,p}}} = 1,19 \frac{10}{2,84} = 4,2.$$

б) Синхронный двигатель

Принимаем масштаб переменной на выходе звена $H(p)$

$$m_G = 10;$$

масштабы токов

$$m_{I_d} = m_{I_q} = m_I = 20;$$

масштабы напряжений

$$m_{U_{c,d}} = m_{U_{c,q}} = 100,$$

тогда

$$\left(\frac{X_{a,f,d}}{r_f} \right)' = \frac{X_{a,f,d}}{r_f} \frac{m_G}{m_{U_f}} = 1 \frac{10}{10} = 1;$$

$$\left(\frac{1}{X_d} \right)' = \frac{1}{X_d} \frac{m_I}{m_G} = \frac{1 \cdot 20}{1,073 \cdot 10} = 1,86;$$

$$\left(\frac{1}{X_q} \right)' = \frac{1}{X_q} \frac{m_I}{m_{U_{c,q}}} = \frac{1}{0,736} \cdot \frac{20}{100} = 0,272;$$

$$X_c' = X_c \frac{m_{U_{c,q}}}{m_I} = 0,107 \frac{100}{20} = 0,535.$$

Обратная связь по $U_{c,q}$

$$k_{o,cU_{c,q}}^* = k_{o,cU_{c,q}} \frac{m_G}{m_{U_{c,q}}} = 1 \frac{10}{100} = 0,1.$$

Принимаем масштаб скольжения $m_s = 3140$, масштабы для $\sin \theta$ и $\cos \theta$: $m_{\sin} = m_{\cos} = 100$. Тогда

$$\left(\frac{1}{H_j} \right)' = \frac{1}{H_j} \frac{m_{\cos}}{m_P} = \frac{1 \cdot 3140}{6,55 \cdot 20} = 24;$$

$$\omega_c' = \omega_c \frac{m_{\cos}}{m_s} = 314 \frac{100}{3140} = 10.$$

Совмещаем фильтр и сумматор реактивной мощности

$$k_{\Phi} = k_{\Phi} k_Q = \frac{m_{\Phi}}{m_Q} = 1 \cdot \frac{10}{20} = 0,5;$$

$$m_{\Phi} = m_{\text{вт}}; m_Q = \frac{m_{U_{c,g}} m_I}{100} = \frac{100 \cdot 20}{100} = 20.$$

Определение коэффициентов усиления на входах операционных усилителей

а) Регулятор тока возбуждения

Регулятор реактивного тока

$$k_1 k_3 = k_{\text{пр}} = 30,7. \text{ Принимаем } k_1 = 3,07; k_3 = 10;$$

$$k_2 k_4 = \frac{k'_n}{m_t} = \frac{25}{10} = 2,5. \text{ Принимаем } k = 2,5;$$

$$k_4 = 1; \text{ масштаб времени } m_t = 10.$$

Функциональный преобразователь

$$k_0 = \left(\frac{1}{P_0} \right)' \frac{k'_{\text{нп}}}{m_t} = 0,42 \frac{16}{10} = 0,67;$$

$$k_{05} = k_{0,c} \frac{k'_{\text{нп}}}{m_t} = 3,52 \frac{16}{10} = 5,65.$$

Коррекция

$$k_{01} = P'_0 \frac{T_{a,p}}{T_{\Phi}} = 4,2 \frac{0,05}{0,02} = 10,5;$$

$$k_{02} k_{03} k_{04} = \frac{1}{m_t T_{\Phi}} = \frac{1}{10 \cdot 0,02} = 5.$$

$$\text{Принимаем } k_{02} = k_{03} = 1; k_{04} = 5.$$

Фильтр

$$k_{32} k_{91} = k_{31} \frac{k'_{\Phi}}{m_t T_{\Phi}} = 1 \frac{0,5}{10 \cdot 0,02} = 2,5;$$

$$k_{92} = \frac{1}{m_t T_{\Phi}} = \frac{1}{10 \cdot 0,02} = 5.$$

$$\text{Принимаем } k_{32} = 0,25; k_{91} = 10.$$

в) Синхронный двигатель

Звено $H(p)$

$$k_{21} = \left(\frac{X_{a,i,d}}{I_f} \right)' \frac{T_{h,d}}{T_d''} = 1 \frac{0,004}{0,0145} = 0,276;$$

$$k_{23} = \frac{1}{m_t I_{k,d}} \frac{1}{10 \cdot 0,004} = 25;$$

$$k_{22} k_{24} = k_{23} - \frac{1}{m_t T_{d,0}''} =$$

$$= 25 - \frac{1}{10 \cdot 0,0145} = 18,1.$$

$$\text{Принимаем } k_{22} = 10; k_{24} = 1,81;$$

$$k_{11} = k_{12} = \frac{1}{m_t T_{d,0}'} = \frac{1}{10 \cdot 3,7} = 0,027.$$

Звено $1/X_d(p)$

$$k_{41} = \left(\frac{1}{X_d} \right)' \frac{T_{d,0}''}{T_d''} = 1,86 \frac{0,0145}{0,008} = 3,38;$$

$$k_{43} = \frac{1}{m_t T_{d,0}''} = \frac{1}{10 \cdot 0,0145} = 6,9;$$

$$k_{42} k_{44} k_{45} = \frac{1}{m_t T_d''} - k_{43} =$$

$$= \frac{1}{10 \cdot 0,008} - 6,9 = 5,6.$$

$$\text{Принимаем } k_{42} = 10; k_{44} = 0,56; k_{45} = 1;$$

$$k_{51} = \frac{T_{d,0}'}{T_d'} = \frac{3,7}{1,23} = 3;$$

$$k_{53} = \frac{1}{m_t T_{d,0}'} = \frac{1}{10 \cdot 3,7} = 0,027;$$

$$k_{52} k_{54} k_{55} = \frac{1}{m_t T_d'} - k_{53} =$$

$$= \frac{1}{10 \cdot 1,23} - 0,027 = 0,054.$$

$$\text{Принимаем } k_{52} = k_{54} = 1; k_{55} = 0,054.$$

Звено $1/X_q(p)$

$$k_{61} = \left(\frac{1}{X_q} \right)' \frac{T_{q,0}''}{T_q''} = 0,272 \frac{0,0565}{0,0139} = 1,1;$$

$$k_{63} = \frac{1}{m_t T_{q,0}''} = \frac{1}{10 \cdot 0,0565} = 1,77;$$

$$k_{62} k_{64} k_{65} = \frac{1}{m_t T_q''} - k_{63} =$$

$$= \frac{1}{10 \cdot 0,0139} - 1,77 = 5,43.$$

$$\text{Принимаем } k_{62} = 10; k_{64} = 0,543; k_{65} = 1.$$

Звено скольжения s и угла θ

$$k_{71} = \left(\frac{1}{H_j} \right)' = \frac{24}{10} = 2,4;$$

$$k_{e1} = \frac{\omega_c'}{m_t} = \frac{10}{10} = 1.$$

В данном примере для набора на модели звено $H(p)$ структурной схемы синхронного двигателя разбивается на два звена: интегрально-дифференцирующее и апериодическое, а звено $1/X_d(p)$ — на два интегрально-дифференцирующих звена.

Масштабы напряжений $U_{c,d}$ и $U_{c,g}$, а также величины $\sin \theta$ и $\cos \theta$ выбраны равными 100 из условия обеспечения мини-

мальной погрешности при операции умножения. Масштабы токов и мощностей определены с учетом изменения масштаба, внешнего множительным устройством. Масштаб напряжения возбудителя (в схеме совмещенного с регулятором реактивного тока) принят с учетом исследования процесса при десятикратной форсировке возбудителя.

После включения модели в работу дальнейший ход моделирования определяется его конкретными целями. Например, могут быть исследованы переходные процессы в синхронном двигателе при набросе нагрузки в режиме постоянного напряжения возбудителя (при отключенном регуляторе), в частности процессы выхода двигателя из синхронизма. Может быть исследована работа синхронного двигателя с включенным регулятором реактивного тока и определено влияние на переходные процессы постоянных времени регулятора, а также уставки реактивного тока и форсировки возбудителя. Оценка регулятора может быть произведена только после сравнения его показателей с соответствующими показателями регуляторов других типов.

1-57. ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Эффективным методом анализа и синтеза систем автоматического регулирования (САР) электроприводов и следящих систем является метод структурного математического моделирования с применением электронных вычислительных машин (ЭВМ).

Цифровое моделирование является разновидностью математического моделирования с применением цифровых вычислительных машин, обладает существенными преимуществами по сравнению с моделированием на аналоговых вычислительных установках.

Основным различительным моментом цифрового моделирования, по сравнению с аналоговым является использование дискретных форм представления непрерывной информации, позволяющее успешно исследовать с большей точностью количественные и качественные взаимозависимости между элементами сложных динамических систем.

Для решения на ЭВМ указанных задач целесообразно использовать специально для этого разработанный ПАКЕТ ПРОГРАММ.

Как известно, динамика любой системы предопределяется структурой последней. Это свойство эффективно используется следующим образом. Составляется открытый АРХИВ подпрограмм, включающих в себя структуру элементарных динамических звеньев, как линейных, так и нелинейных. Открытым АРХИВ оформляется для того, чтобы его содержание можно было пополнять структурами новых динамических звеньев, модифицировать структуру уже имеющихся звеньев, совершенствовать структуры и т. д. Одну и ту же структуру можно выполнить в различной модифика-

ции, обеспечивая необходимую точность вычисления и быстродействие. Таким образом, требования к точности, быстродействию, описанию структуры системы называем ЯЗЫКОМ ОПИСАНИЯ (ЯО).

Пользователь с помощью специальной системной программы МОНИТОР получает возможность выбрать из АРХИВА требуемую совокупность программ и увязать их в единую программу, отражающую математическую модель структуры исследуемой САР и позволяющую исследовать динамику выбранной структуры системы.

Кроме того, если динамика первоначальной системы не удовлетворяет требованиям технологии, то программой МОНИТОР предусматривается синтез такой структуры САР, которая при дальнейшем анализе системы удовлетворит необходимым требованиям технологии.

В ПАКЕТ ПРОГРАММ структурного математического моделирования входит БИБЛИОТЕКА подпрограмм обработки информации, полученной в результате экспе-

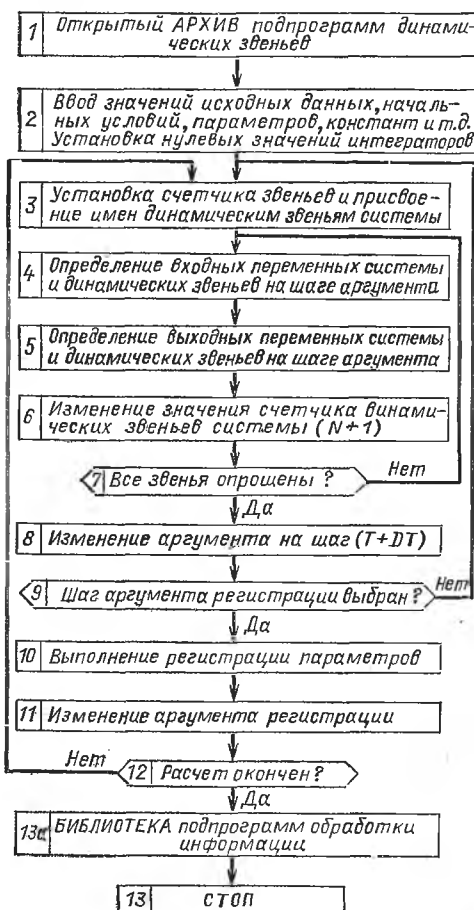


Рис. 1-311. Блок-схема программы, составленной МОНИТОРОМ.

римента. Пользователь имеет возможность предопределять обработку экспериментальных данных с помощью ЯЗЫКА МАНИПУЛИРОВАНИЯ (ЯМ).

Как пример дана блок-схема (рис. 1-311), отражающая принципы работы программы, составленной МОНИТОРОМ.

Программа МОНИТОР включает в себя циклы опроса каждого динамического звена исследуемой системы по схеме прохождения управляющего сигнала, интеграторы текущего аргумента и аргумента регистрации параметров системы (для согласования с регистрирующим прибором), а также служит для связи с АРХИВОМ подпрограмм динамических звеньев и БИБЛИОТЕКОЙ подпрограмм обработки информации.

Программы МОНИТОР, АРХИВ, БИБЛИОТЕКА должны отвечать требованиям системного программирования.

Блок 1 включает в себя открытый АРХИВ подпрограмм динамических звеньев САР с их полным описанием параметров (констант и переменных), стандартизованные обращения и описание динамического звена.

Блок 2 производит ввод исходных данных по значениям сигналов управления и начальных условий состояния элементов системы, а также значений внешних параметров констант и т. д., затем устанавливает нулевые значения интеграторов аргумента регистрации и интеграторов динамических звеньев.

Блок 3 производит установку счетчика динамических звеньев модели САР в исходное состояние $M(1)=1$, а далее именуется каждое звено модели $M(2)=2, \dots, M(N)=N$.

Блок 4 производит определение входных переменных $X1$ системы и динамических звеньев по именам на каждом шаге аргумента.

Блок 5 производит определение выходных переменных параметров $X2$ системы и динамических звеньев по именам на фиксированном аргументе.

Блок 6 производит изменение счетчика динамических звеньев $M(N)=N+1$.

Блок 7 производит определение через арифметический оператор IF конца опроса системы на данном шаге аргумента. При выполнении этого условия управление передается блоку 8, при невыполнении — блоку 4.

Блок 8 производит изменение аргумента.

Блок 9 производит определение аргумента регистрации параметров системы на регистрирующий прибор. В случае выполнения условия регистрации управление передается блоку 10, при невыполнении — блоку 3.

Блок 10 производит вывод параметров системы на регистрирующий прибор.

Блок 11 производит изменение аргумента регистрации.

Блок 12 производит определение конца расчета. При выполнении этого условия

управление передается блоку 13, при невыполнении — блоку 3.

Блок 13 останавливает процесс расчета.

Блок 13а в случае необходимости производит вычисления, связанные с обработкой экспериментальных данных математическими методами имеющихся в БИБЛИОТЕКЕ подпрограмм обработки информации с помощью ЯЗЫКА МАНИПУЛИРОВАНИЯ (ЯМ).

При применении алгоритма программы МОНИТОР к управляющей вычислительной машине, используемой для выработки управляющих воздействий на объект регулирования, блок 12 должен быть построен с учетом работы управляющей вычислительной машины, синхронизированной с безостановочной работой объекта регулирования.

Цифровое моделирование отличается от аналогового следующим:

1) Все операции выполняются в цифровой форме с использованием одного из методов численного анализа, со сведением операций интегрирования и дифференцирования к арифметическим операциям.

Наиболее простым для программирования является метод Эйлера, согласно которому искомая интегральная кривая заменяется ломаной

$$\frac{y_{i+1} - y_i}{h} = f(x_i, y_i),$$

где h — шаг квантования аргумента.

Отсюда $y_{i+1} = y_i + \Delta y_i$, а $\Delta y_i = hf(x_i, y_i)$.

При $h \rightarrow 0$ ломаная Эйлера ложится на искомую интегральную кривую. При создании математической модели объекта на управляющей вычислительной машине, работающей в реальном масштабе времени, можно предварительно определять шаг h счетчика дискретного времени аргумента, что во многих случаях удовлетворяет точности выработки управляющего воздействия.

2) Взаимное соединение цифровых интеграторов осуществляется в соответствии с информацией АРХИВА и ИМЕНАМИ динамических звеньев, хранящимися в памяти машины, сформированной МОНИТОРОМ или вычисленной ею в процессе решения.

Физические соединения, такие как на аналоговых моделирующих установках, не производятся, а синтез системы достигается за счет ЯЗЫКА ОПИСАНИЯ (ЯО) и данных, сформированных в процессе эксперимента.

3) Возможно использование различных переменных интегрирования (времени, угла поворота вала, частоты питающего напряжения, перемещения регулируемого объекта и т. д.), т. е. интегрирование и дифференцирование по частным производным.

4) Можно проводить расчет нелинейностей по аналитическим формулам, где степень приближения к действительности выше, чем на аналоговых моделирующих установках.

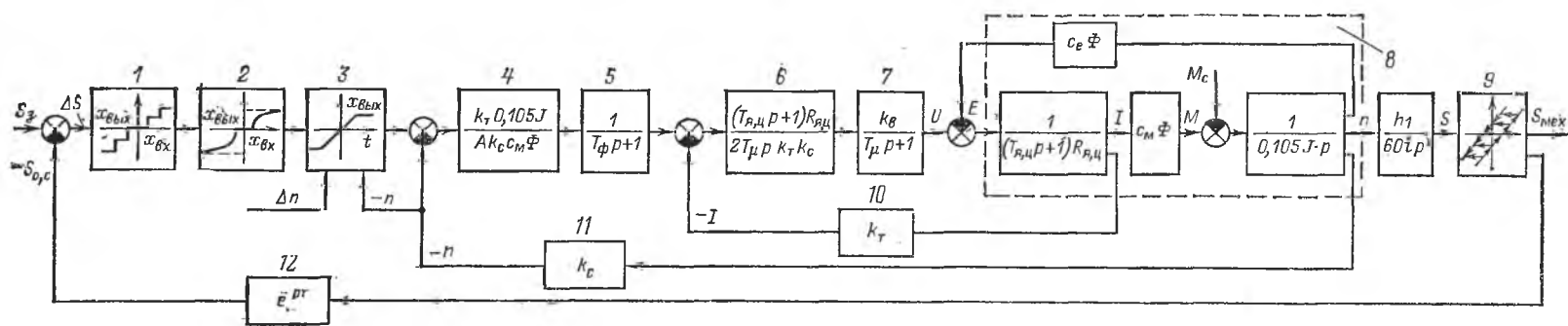


Рис. 1-312. Структурная схема САР нажимных винтов чистовой клети широкополосного стана горячей прокатки.

1 — цифровой датчик сигнала положения; 2 — нелинейный преобразователь сигнала рассогласования положения механизма; 3 — задатчик интенсивности, работающий в функции момента электродвигателя; 4 — регулятор частоты вращения электродвигателя нажимных винтов; 5 — фильтр сигнала задания на ток электродвигателя нажимных винтов; 6 — регулятор тока электродвигателя нажимных винтов; 7 — вентильный преобразователь напряжения; 8 — электродвигатель нажимных винтов; 9 — редуктор; 10 — датчик тока электродвигателя; 11 — датчик частоты вращения электродвигателя; 12 — датчик положения механизма.

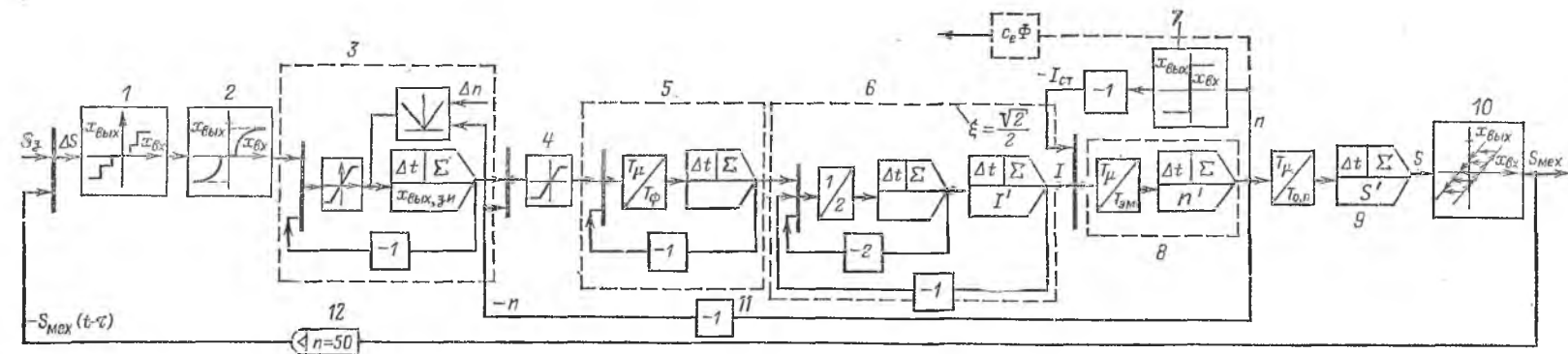


Рис. 1-313. Математическая модель САР нажимных винтов чистовой клети широкополосного стана горячей прокатки.

1 — нелинейное звено квантования по уровню сигнала ΔS ; 2 — нелинейная функция (квадратичная парабола с зоной нечувствительности); 3 — задатчик интенсивности, работающий в функции момента; 4 — регулятор частоты вращения, работающий в функции ограничения выходного сигнала; 5 — апериодическое звено (фильтр); 6 — колебательное звено (контуры тока с коэффициентом демпфирования $\xi = \sqrt{2}/2$); 7 — нелинейный элемент типа «сухое трение» (приложение статического момента); 8 — интегратор маховых масс; 9 — интегратор отработки положения механизма нажимных винтов; 10 — нелинейность типа «люфт» самотормозящего механизма; 11 — отрицательная обратная связь по частоте вращения; 12 — звено чистого запаздывания сигнала обратной связи датчика положения механизма.

Идентификация

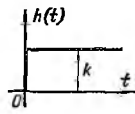
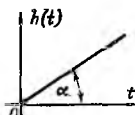
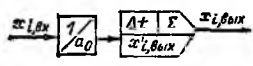
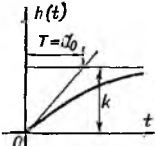
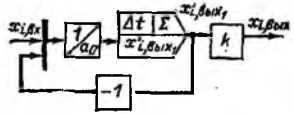
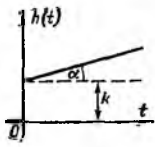
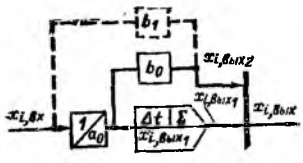
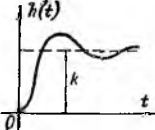
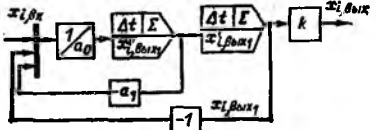
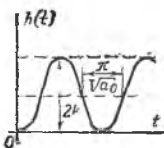
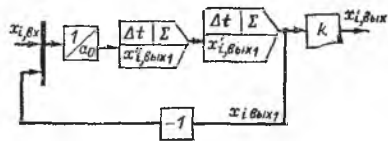
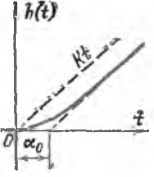
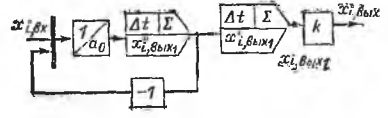
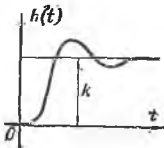
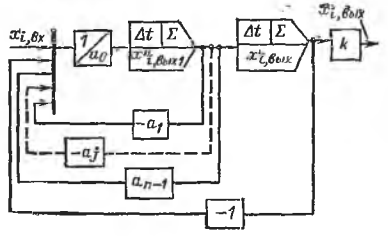
Тип, уравнение и передаточная функция динамического звена (регулятора)	Переходная функция $h(t)$	Схема модели
Безынерционное звено (П-регулятор) $X_{\text{ВЫХ}} = kX_{\text{ВХ}};$ $H(p) = k$		
Идеальное интегрирующее звено (И-регулятор) $a_0 \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} = X_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{1}{a_0 p} = \frac{k}{p}$		
Инерционное звено (аперiodический регулятор) $a_0 \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} + X_{\text{ВЫХ}} = kX_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{k}{1 + a_0 p}$		
Изодромное звено (ПИ-регулятор) $a_0 \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} = X_{\text{ВХ}} + b_0 \frac{dX_{\text{ВХ}}}{dt};$ $H(p) = \frac{1 + b_0 p}{a_0 p} = \frac{1}{a_0 p} + \frac{b_0}{a_0}$		
Колебательное звено $a_0 \frac{d^2 X_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + a_1 \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} + X_{\text{ВЫХ}} = kX_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{k}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}$		

Таблица 1-45

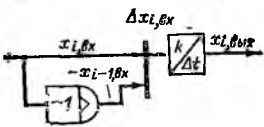
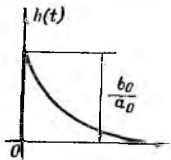
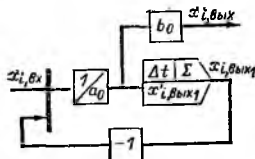
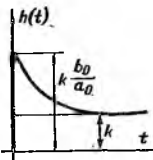
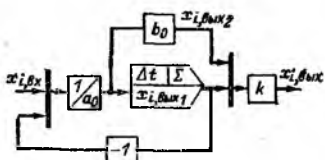
линейных звеньев САР

Уравнения, реализующие цифровую модель динамического звена (регулятора)	Подпрограмма линейного звена	Стандартизованное обращение
$X_{i, \text{ВЫХ}} = k X_{i, \text{ВХ}}$	SUBROUTINE БЕЗВ (X1, X2, K) X2 = X1 * K RETURN END	CALL БЕЗВ (X1, X2, K)
$\Delta X_{i, \text{ВЫХ}} = X_{i, \text{ВХ}} \Delta t k;$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = X_{(i-1), \text{ВЫХ}} + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}$	SUBROUTINE ИНЗВ (X1, X2, D0X, DT, K) D0X ПИЗВ X1 * DT * K X2 = X2 + D0X, RETURN END	CALL ИНЗВ (X1, X2, D0X, DT, K)
$X'_{i, \text{ВЫХ1}} = X_{i, \text{ВХ}} - X_{(i-1), \text{ВЫХ1}};$ $X_{i, \text{ВЫХ1}} = X_{(i-1), \text{ВЫХ1}} +$ $+ \Delta t X'_{i, \text{ВЫХ}} \frac{1}{a_0}; X_{i, \text{ВЫХ}} = k X_{i, \text{ВЫХ1}}$	SUBROUTINE АПЗВ (X1, X2, D0X, DT, A, K, X3) D0X = (X1 - X3) * DT/A X3 = X3 + D0X X2 = X3 * K RETURN END	CALL АПЗВ (X1, X2, X3, DT, A, K, X3)
$\Delta X_{i, \text{ВЫХ1}} = \frac{1}{a_0} \Delta t X_{i, \text{ВХ}}; X_{i, \text{ВЫХ1}} =$ $= X_{(i-1), \text{ВЫХ1}} + \Delta X_{i, \text{ВЫХ1}};$ $X_{i, \text{ВЫХ2}} = X_{i, \text{ВХ}} b_0 \frac{1}{a_0}; X_{i, \text{ВЫХ}} =$ $= X_{i, \text{ВЫХ1}} + X_{i, \text{ВЫХ2}}$	SUBROUTINE ПИЗВ (X1, X2, DT, B0, A, X3, X4, D0X) D0X = X1/A * DT X3 = X3 + D0X X4 = X1/A * B0 X2 = X3 + X4 RETURN END	CALL ПИЗВ (X1, X2, DT, B0, A, X3, X4, D0X)
$X''_{i, \text{ВЫХ1}} = X_{i, \text{ВХ}} - a_1 X'_{(i-1), \text{ВЫХ1}} -$ $- X_{(i-1), \text{ВЫХ1}}; \Delta X'_{i, \text{ВЫХ}} = X''_{i, \text{ВЫХ1}} \times$ $\times \Delta t \frac{1}{a_0}; X'_{i, \text{ВЫХ1}} = X'_{(i-1), \text{ВЫХ1}} + \Delta X'_{i, \text{ВЫХ1}};$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ1}} = X'_{i, \text{ВЫХ1}} \Delta t; X_{i, \text{ВЫХ1}} =$ $= X_{(i-1), \text{ВЫХ1}} + \Delta X_{i, \text{ВЫХ1}}; X_{i, \text{ВЫХ}} =$ $= k X_{i, \text{ВЫХ1}}$	SUBROUTINE КОЛЗ (X1, X2, X3, DT, A, A1, K, X22, X21, D1X, D0X) X22 = X1 - A1 * X21 - X3 D1X = X22 * DT/A X21 = X21 + D1X D0X = X21 * DT X3 = X3 + D0X X2 = X3 * K RETURN END	CALL КОЛЗ (X1, X2, X3, DT, A, A1, K, X22, X21, D1X, D0X)

Тип, уравнение и передаточная функция динамического звена (регулятора)	Переходная функция $h(t)$	Схема модели
Консервативное звено $a_0 \frac{d^2 X_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + X_{\text{ВЫХ}} = k X_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{k}{1 + a_0 p^2}$		
Интегрирующее звено с замедлением $a_0 \frac{d^2 X_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + \frac{d X_{\text{ВЫХ}}}{dt} = k X_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{k}{p(1 + a_0 p)}$		
Инерционные звенья высших порядков $a_0 \frac{d^n X_{\text{ВЫХ}}}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} X_{\text{ВЫХ}}}{dt^{n-1}} + \dots + X_{\text{ВЫХ}} = k X_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{k}{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + 1}$		

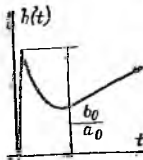
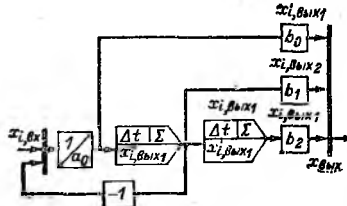
Продолжение табл. 1-45

Уравнения, реализующие цифровую модель динамического звена (регулятора)	Подпрограмма линейного звена	Стандартизованное обращение
$X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{i, \text{ВХ}} - X_{(i-1), \text{ВЫХ}};$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{i, \text{ВЫХ}}^* \Delta t \frac{1}{a_0}; X_{i, \text{ВЫХ}}^* =$ $= X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^* + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^*; \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^* =$ $= X_{i, \text{ВЫХ}}^* \Delta t; X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^* +$ $+ \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^*; X_{i, \text{ВЫХ}} = k X_{i, \text{ВЫХ}}^*$	SUBROUTINE КОНЗ (X1, X2, X3, DT, A, K, X22, X21, D1X, D0X) X22=X1-X3 D1X=X22 * DT/A X21=X21+D1X D0X=X21 * DT X3=X3+D0X X2=X3 * K RETURN END	CALL КОНЗ (X1, X2, X3, DT, A, K, X22, X21, D1X, D0X)
$\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{i, \text{ВХ}} - X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^*;$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{i, \text{ВЫХ}}^* \Delta t \frac{1}{a_0};$ $X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^* + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^*;$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^* = X_{i, \text{ВЫХ}}^* \Delta t; X_{i, \text{ВЫХ}}^* =$ $= X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^* + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^*; X_{i, \text{ВЫХ}} =$ $= k X_{i, \text{ВЫХ}}^*$	SUBROUTINE ИНЗЗ (X1, X2, X3, DT, A, K, X22, X21, D1X, D0X) X22=X1-X21 D1X=X22 * DT/A X21=X21+D1X D0X=X21 * DT X3=X3+D0X X2=X3 * K RETURN END	CALL ИНЗЗ (X1, X2, X3, DT, A, K, X22, X21, D1X, D0X)
$X_{i, \text{ВЫХ}}^n = X_{i, \text{ВХ}} - a_1 X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^{n-1} - \dots$ $\dots - a_{n-1} X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^{n-1} -$ $- X_{(i-1), \text{ВЫХ}}; \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-1} =$ $= \Delta t X_{i, \text{ВЫХ}}^n \frac{1}{a_0}; X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-1} =$ $= X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^{n-1} + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-1};$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-1} = X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-1} \Delta t;$ $X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-2} = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^{n-2} + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^{n-2};$ $\dots$ $\dots$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^1 = X_{i, \text{ВЫХ}}^1 \Delta t; X_{i, \text{ВЫХ}}^1 =$ $= X_{(i-1), \text{ВЫХ}}^1 + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}^1;$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = k X_{i, \text{ВЫХ}}^1$	SUBROUTINE ИЗВП (X1, X2, X3, DT, A, A1, A2, ..., A(N-1), X21, X22, ..., X2N, D0X, D1X, ..., D(N-1)X) Подпрограмма подоб- ных звеньев составля- ется для конкретных сте- пей производных вы- ходной величины соглас- но имеющимся квадра- турным уравнениям RETURN END	CALL ИЗВП (X1, X2, X3, DT, A, A1, A2, ..., ..., A(N-1); X21, X22, ..., X2N, D0X, D1X, ..., ..., D(N-1)X)

Тип, уравнение и передаточная функция динамического звена (регулятора)	Переходная функция $h(t)$	Схема модели
Идеальное дифференцирующее звено $X_{\text{ВЫХ}} = k \frac{dX_{\text{ВХ}}}{dt};$ $H(p) = kp$		
Дифференцирующее звено с замедлением $a_0 \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} + X_{\text{ВЫХ}} = b_0 \frac{dX_{\text{ВХ}}}{dt};$ $H(p) = \frac{b_0 p}{a_0 p + 1}$		
Пропорционально-дифференциальный регулятор с замедлением $a_0 \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} + X_{\text{ВЫХ}} = k \left(X_{\text{ВХ}} + b_0 \frac{dX_{\text{ВХ}}}{dt} \right);$ $H(p) = \frac{k(b_0 p + 1)}{a_0 p + 1}$		

Продолжение табл. 1-45

Уравнения, реализующие цифровую модель динамического звена (регулятора)	Подпрограмма линейного звена	Стандартизованное обращение
$\Delta X_{i, \text{BX}} = X_{i, \text{BX}} - X_{(i-1), \text{BX}};$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = \frac{\Delta X_{i, \text{BX}}}{\Delta t} k$	SUBROUTINE ИДЗВ (X1, X2, X3, DT, K, DOX) DOX = X1 - X3 X3 = X1 X2 = DOX/DT * K RETURN END	CALL ИДЗВ (X1, X2, X3, DT, K, DOX)
$X'_{i, \text{ВЫХ1}} = (X_{i, \text{BX}} - X_{(i-1), \text{ВЫХ1}}) \frac{1}{a_0};$ $X_{i, \text{ВЫХ1}} = X_{(i-1), \text{ВЫХ1}} +$ $+ (X'_{i, \text{ВЫХ1}} \Delta t);$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = X'_{i, \text{ВЫХ1}} b_0$	SUBROUTINE ДИЗЗ (X1, X2, X3, DT, A, B0, X21) X21 = (X1 - X3)/A X3 = X3 + X21 * DT X2 = X21 * B0 RETURN END	CALL ДИЗЗ (X1, X2, X3, DT, A, B0, X21)
$X'_{i, \text{ВЫХ1}} = (X_{i, \text{BX}} - X_{(i-1), \text{ВЫХ1}}) \frac{1}{a_0};$ $X_{i, \text{ВЫХ1}} = X_{(i-1), \text{ВЫХ1}} +$ $+ (X'_{i, \text{ВЫХ1}} \Delta t); X_{i, \text{ВЫХ2}} = X'_{i, \text{ВЫХ1}} b_0;$ $X_{i, \text{ВЫХ3}} = X_{i, \text{ВЫХ1}} + X_{i, \text{ВЫХ2}};$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = k X_{i, \text{ВЫХ3}}$	SUBROUTINE ПДРЗ (X1, X2, X3, X4, DT, A, B0, X21) X21 = (X1 - X3)/A X3 = X3 + X21 * DT X4 = X21 * B0 X2 = (X3 + X4) * K RETURN END	CALL ПДРЗ (X1, X2, X3, X4, DT, A, B0, X21)

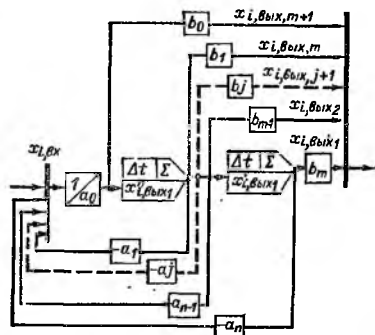
Тип, уравнение и передаточная функция динамического звена (регулятора)	Переходная функция $h(t)$	Схема модели
Интегрально-пропорционально-дифференциальный регулятор $a_0 \frac{d^2 X_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} = b_0 \frac{d^2 X_{\text{ВХ}}}{dt^2} + b_1 \frac{dX_{\text{ВХ}}}{dt} + b_2 X_{\text{ВХ}};$ $H(p) = \frac{b_0 p^2 + b_1 p + b_2}{(a_0 p + 1)p}$		

Динамические звенья высших порядков, описываемые дифференциальным уравнением вида

$$a_0 \frac{d^n X_{\text{ВЫХ}}}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} X_{\text{ВЫХ}}}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \times \frac{dX_{\text{ВЫХ}}}{dt} + a_n X_{\text{ВЫХ}} = b_0 \frac{d^m X_{\text{ВХ}}}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} X_{\text{ВХ}}}{dt^{m-1}} + \dots + b_{m-1} \times \frac{dX_{\text{ВХ}}}{dt} + b_m X_{\text{ВХ}};$$

$$H(p) = \frac{b_0 p^m + \dots + b_1 p^{m-1} + \dots + a_1 p^{n-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m}{a_0 p^n + \dots + a_{n-1} p + a_n}$$

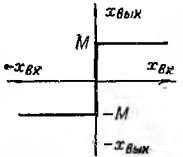
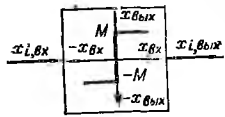
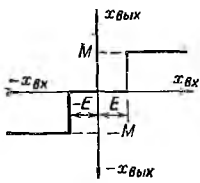
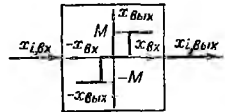
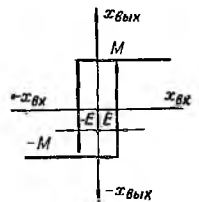
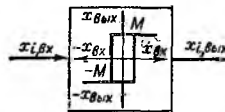
Различна для различных m и n , a_i и b_i



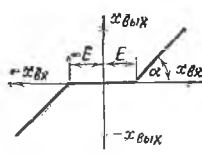
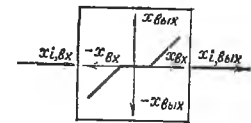
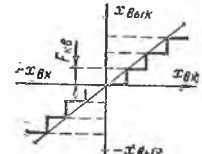
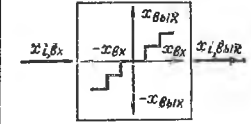
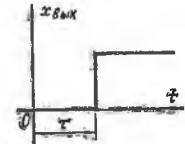
Продолжение табл. 1-45

Уравнения, реализующие цифровую модель динамического звена (регулятора)	Подпрограмма линейного звена	Стандартизованное обращение
$X_{i, \text{ВЫХ}}'' = (X_{i, \text{ВХ}} - X_{(i-1), \text{ВЫХ}}') \frac{1}{a_0};$ $X_{i, \text{ВЫХ}}' = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}' + (X_{i, \text{ВЫХ}}'' \Delta t); \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}' = X_{i, \text{ВЫХ}}' \times \times \Delta t; X_{i, \text{ВЫХ}}' = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}' + + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}'; X_{i, \text{ВЫХ}}'' = X_{i, \text{ВЫХ}}' b_2;$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = X_{i, \text{ВЫХ}}' b_1; X_{i, \text{ВЫХ}} = = X_{i, \text{ВЫХ}}' b_0; X_{i, \text{ВЫХ}} = X_{i, \text{ВЫХ}}'' + + X_{i, \text{ВЫХ}} + X_{i, \text{ВЫХ}}$	SUBROUTINE ИПДР (X1, X2, X3, X4, X5, X6, DT, D0X, A, B0, B1, B2, X22, X21) X22=(X1-X21)/A X21=X21+X22 * DT D0X=X21 * DT X3=X3+D0X X4=X3 * B2 X6=X22 * B0 X5=X21 * B1 X2=X4+X5+X6 RETURN END	CALL ИПДР (X1, X2, X3, X4, X5, X6, DT, D0X, A, B0, B1, B2, X22, X21)
$X_{i, \text{ВЫХ}}'' = X_{i, \text{ВХ}} - a_1 X_{(i-1), \text{ВЫХ}}'' - \dots - a_{n-1} X_{(i-1), \text{ВЫХ}}'' - X_{(i-1), \text{ВЫХ}}';$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}'' = \Delta t X_{i, \text{ВЫХ}}'' \frac{1}{a_0};$ $X_{i, \text{ВЫХ}}'' = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}'' + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}'';$ $\Delta X_{i, \text{ВЫХ}}' = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}' \Delta t;$ $X_{i, \text{ВЫХ}}' = X_{(i-1), \text{ВЫХ}}' + \Delta X_{i, \text{ВЫХ}}';$ $X_{i, \text{ВЫХ}}' = X_{i, \text{ВЫХ}}' b_m; X_{i, \text{ВЫХ}} = = X_{i, \text{ВЫХ}}' b(m-1);$ $X_{i, \text{ВЫХ}} m = b_1 X_{i, \text{ВЫХ}}^{m-1};$ $X_{i, \text{ВЫХ}} (m+1) = b_0 X_{i, \text{ВЫХ}}';$ $X_{i, \text{ВЫХ}} = X_{i, \text{ВЫХ}}' + X_{i, \text{ВЫХ}} + \dots + X_{i, \text{ВЫХ}} m + X_{i, \text{ВЫХ}} (m+1)$	SUBROUTINE ДЗВП (X1, X2, X3, ..., X(M+1), DT, A, A1, ..., AN, B0, B1, ..., BM, X21, X22, ..., X2N, D0X, D1X, ..., D(N-1)X) Подпрограмма подобных звеньев составляется для конкретных М и N согласно имеющимся квадратным уравнениям RETURN END	CALL ДЗВП (X1, X2, X3, ..., X(M+1), DT, A, A1, ..., AN, B0, B1, ..., BM, X21, X22, ..., X2N, D0X, D1X, ..., D(N-1)X)

Идентификация нелинейных звеньев САП

Тип нелинейности	Характеристика	Схема модели	Уравнения, реализующие нелинейность	Подпрограмма нелинейного звена	Стандартное обращение
Реле типа «Сухое трение»			$X_{\text{вых}} = M \text{ при } X_{\text{вх}} > 0;$ $X_{\text{вых}} = -M \text{ при } X_{\text{вх}} < 0$	SUBROUTINE PECT (X1, X2, M) IF (X1) 1, 2, 3 1 X2 = -M GO TO 4 2 X2 = 0 GO TO 4 3 X2 = M 4 RETURN END	CALL PECT (X1, X2, M)
Реле с зоной нечувствительности			$X_{\text{вых}} = M \text{ при } X_{\text{вх}} \geq E;$ $X_{\text{вых}} = 0 \text{ при } -E \leq X_{\text{вх}} \leq E;$ $X_{\text{вых}} = -M \text{ при } X_{\text{вх}} \leq -E$	SUBROUTINE PE3H (X1, X2, E, M) IF (INT (X1/E)) 1, 2, 3 1 X2 = -M GO TO 4 2 X2 = 0 GO TO 4 3 X2 = M 4 RETURN END	CALL PE3H (X1, X2, E, M)
Реле типа «Прямоугольный гистерезис»			$X_{\text{вых}} = M \text{ при } X_{\text{вх}} \geq E$ $X_{\text{вых}} = -M \text{ при } X_{\text{вх}} \leq -E$ $\Delta X_{\text{в}} \geq 0;$	SUBROUTINE РЕПГ (X1, X2, D0X, E, M) IF (X1 + (SIGN (D0X)) * E) 1, 2, 3 1 X2 = -M GO TO 4 2 X2 = 0	CALL РЕПГ (X1, X2, D0X, E, M)

			$\left. \begin{array}{l} X_{\text{ВЫХ}} = M \\ \text{при } X_{\text{ВХ}} \geq -E \\ X_{\text{ВЫХ}} = -M \\ \text{при } X_{\text{ВХ}} \leq -E \end{array} \right\} \Delta X_{\text{ВХ}} \leq 0$	GO TO 4 3 $X_2 = M$ 4 RETURN END	
Функция «Ограничения»			$\begin{array}{l} X_{\text{ВЫХ}} = X_{\text{ВХ}} \text{ при } X_{\text{ВХ}} \leq M; \\ X_{\text{ВЫХ}} = M \text{ при } X_{\text{ВХ}} \geq M; \\ X_{\text{ВЫХ}} = -M \text{ при } X_{\text{ВХ}} \leq -M \end{array}$	SUBROUTINE ФОГР (X1, X2, M) IF (M—ABS(X1)) 1, 2, 2 1 $X_2 = (\text{SIGN}(X1)) * M$ GO TO 3 2 $X_2 = X1$ 3 RETURN END	CALL ФОГР (X1, X2, M)
Функция «Люфт» или «Зазор»			$\begin{array}{l} X_{\text{ВЫХ}} = X_{\text{ВХ}} - E \\ \text{при } \Delta X_i > E; \\ X_{\text{ВЫХ}} = X_{\text{ВХ}} + E \\ \text{при } \Delta X_i < E \end{array}$	SUBROUTINE ФЛИЗ (X1, X2, D0X, E) IF (ABS(D0X)—E) 1, 1, 2 1 $X_2 = X1$ GO TO 3 2 $X_2 = X1 +$ $+ (\text{SIGN}(D0X)) * E$ 3 RETURN END	CALL ФЛИЗ (X1, X2, D0X, E)
Функция «Насыщение» (кривая намагничивания)			Может быть выражена рядом простых функций типа: масштабный коэффициент, гиперболический тангенс, экспонента, квадратичная парабола и т. д.	SUBROUTINE ФНАС (X1, X2) ФНАС (X1, X2, X3) RETURN END	CALL ФНАС (X1, X2) CALL ФНАС (X1, X2, X3) *

Тип нелинейности	Характеристика	Схема модели	Уравнения, реализующие нелинейность	Подпрограмма нелинейного звена	Стандартизованное обращение
Функция «Зона нечувствительности»			$X_{\text{ВЫХ}} = 0 \text{ при } X_{\text{ВХ}} \leq E;$ $X_{\text{ВЫХ}} = -E + X_{\text{ВХ}} \text{ при } X_{\text{ВХ}} \geq E;$ $X_{\text{ВЫХ}} = E - X_{\text{ВХ}} \text{ при } X_{\text{ВХ}} \leq -E$	SUBROUTINE ФУНЧ (X1, X2, E) IF (E - ABS(X1)) 1, 2, 2 1 X2 = SIGN(X1) * (E - -ABS(X1)) GO TO 3 2 X2 = 0 3 RETURN END	CALL ФУНЧ (X1, X2, E)
Квантованная по уровню непрерывная функция. Функция Матве			$X_{\text{ВЫХ}} = k F_{\text{КВ}}$ $\text{при } F_{\text{КВ}} k \leq X_{\text{ВХ}} \leq (k+1) \times F_{\text{КВ}}, \text{ где } k = \pm(0, 1, 2, 3, \dots, n)$	SUBROUTINE ФУКВ (X1, X2, F) X2 = F * (INT(X1/F) + 1) RETURN END	CALL ФУКВ (X1, X2, F)
Функция «Чистое запаздывание»			$X_{\text{ВЫХ}}(t) = X_{\text{ВХ}}(t - \tau);$ $n = \frac{\tau}{\Delta t}$	SUBROUTINE ФУЧЗ (X1, X2, NTAU, NDT) I = (I + 1) * MOD(NTAU / NDT) + 1 M[I] = X1 I = (I + 1) * MOD(NTAU / NDT) + 1 X2 = M[I] RETURN END	CALL ФУЧЗ (X1, X2, NTAU, NDT)

* Алгоритм подпрограммы подобного звена составляется в конкретном случае.

5) Достигается точная остановка рассчитываемого процесса с последующим пуском для продолжения расчетов. Это удобно для ведения промежуточного анализа.

6) Существенным отличием является принципиальная возможность адаптации, т.е. возможно корректирование аппроксимирующих вариантов, в частности, и структуры системы в целом, с целью удовлетворения требуемого динамического процесса исследуемой или проектируемой САР.

7) Такая система структурного математического моделирования предоставляет пользователю возможность формулирования дополнительных требований к САР, рекомендаций по структурному построению САР, требований к структуре и информационному обеспечению терминальных датчиков, вынесенных непосредственно для связи с реальным объектом.

Пункты 6 и 7 реализуются с помощью имеющегося в ПАКЕТЕ математического обеспечения, описанной системы цифрового моделирования БИБЛИОТЕКИ подпрограмм обработки и ЯЗЫКА МАНИПУЛИРОВАНИЯ (ЯМ).

В качестве примера цифрового моделирования приведена САР нажимных винтов чистовой клети широкополосного стана горячей прокатки, ее цифровая модель (рис. 1-312, 1-313).

В табл. 1-45 и 1-46 даны алгоритмы и подпрограммы элементарных структурных динамических звеньев, написанных для удобства восприятия на языке FORTRAN-IV. С этой целью введена следующая терминология.

1. Имена подпрограмм обозначают:
БЕЗВ — безынерционное звено;
ИНЗВ — интегрирующее звено; АПЗВ — аperiodическое звено; ПИЗВ — пропорционально-интегрирующее звено; КОЛЗ — колебательное звено; КОНЗ — консервативное звено; ИНЗЗ — интегрирующее звено с замедлением; ИЗВП — инерционные звенья высших порядков; ИДЗВ — идеальное дифференцирующее звено; ДИЗЗ — дифференцирующее звено с замедлением; ПДРЗ — пропорционально-дифференциальный регулятор (звено) с замедлением; ИПДР — интегрально-пропорционально-дифференциальный регулятор (звено); ДЗВП — динамические звенья высших порядков; РЕСТ — реле «Сухое трение»; РЕЗН — реле с зоной нечувствительности; РЕПГ — реле типа «прямоугольный ГИСТЕРЕЗИС»; ФОГР — функция «ограничение»; ФЛИЗ — функция «люфт» или «зазор»; ФНАС — функция «насыщение»; ФУНЧ — функция «зоны нечувствительности»; ФУКВ — функция «квантования» (функция Матвея); ФУЧЗ — функция «чистое запаздывание».

2. В идентификаторах параметров:
первый символ X — переменная;
второй символ 1 — переменная входная; 2 — переменная выходная; n — переменная выходная по n выходов, где $n=3, 4, 5...$ выходных величин;

третий символ 1, 2, 3... — номер производной X .

3. В идентификаторах промежуточных параметров:

первый символ D — дельта (Δ);

второй символ 0, 1, 2, 3... — порядок приращения;

третий символ X — переменная.

4. В идентификаторах постоянных параметров и констант DT — шаг аргумента; TAU — время чистого запаздывания (τ); $A, B1, B2...$ — коэффициенты, определяющие постоянные времени интегрирования и дифференцирования; K — коэффициент усиления звена; M — порог ограничения; E — мертвая зона, люфт, зазор; F — величина кванта по уровню в функции Матвея.

1-58. НАБОР ПРОГРАММ НА АЛГОРИТМИЧЕСКОМ ЯЗЫКЕ АНАЛИТИК ДЛЯ РАСЧЕТА СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

В данном параграфе приводится набор программ для расчета систем регулирования электропривода. Программы написаны на языке АНАЛИТИК, который используется в машинах серии МИР, получивших широкое распространение.

Нахождение амплитудно-фазовых характеристик по заданной передаточной функции

Описание алгоритма. Данная программа позволяет найти АЧХ, ФЧХ и ЛАЧХ по заданной передаточной функции. Предполагается, что передаточная функция имеет

вид $H(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$, где $A(p)$ и $B(p)$ — полиномы от p . В этом случае

$$|H(p)|_{p=j\omega} = \frac{|A(p)|_{p=j\omega}}{|B(p)|_{p=j\omega}} = \frac{\sqrt{\text{Re}^2 A + \text{Im}^2 A}}{\sqrt{\text{Re}^2 B + \text{Im}^2 B}},$$

где Re и Im — действительная и мнимая части соответствующего полинома.

Зависимость фазы от частоты может быть найдена из следующего выражения:

$$\Phi(\omega) = \Phi_A(\omega) - \Phi_B(\omega) =$$

$$= \arcsin \frac{\text{Im } A}{\sqrt{\text{Re}^2 A + \text{Im}^2 A}} - \arcsin \frac{\text{Im } B}{\sqrt{\text{Re}^2 B + \text{Im}^2 B}}.$$

```

"ПУСТ"ЧХ."Е"НЕ"Q="ЧИ"ТО"Q=6;"РАЗ"Q;"Е"НЕ"QT="ЧИ"ТО"QT=4;"Е"
DW="ЧИ"И"НЕ"WH="ЧИ"ТО"WH=0;L=0;"Е"LDW="ЧИ"ТО"(DW=LDW;"Е"НЕ
WH="ЧИ"ИЛИ"WH=0"ТО"WH=.1;L=1);"СТЕ"ЗН"LDW,LWH;N4=M+1;N3=N+1;
"РАЗ"QT;"ВЫВ"ЗА"ТАБ"1,W,LW,H,20LG,ФАЗА;"ТАЗ"Q;W=WH;1."Е"W<WK"
ТО"(АЧХ(А[N4],N4,W;H4,Ф4);АЧХ(В[N3],N3,W;H3,Ф3);ФАЗА=Ф4-Ф3;H="Е
H3=0"ТО"БЕС"ИНА"НЧ/H3;DG="Е"Н=0"ТО"БЕС"ИНА"("Е"Н3=0"ТО"БЕС"ИНА
А"20×LG(H));LW="Е"W=0"ТО"БЕС"ИНА"LG(W);"Е"НЕ"ЛWH="ЧИ"ТО"ЛWH=
LW;"РАЗ"QT;"ВЫВ"ТАБ"1,W,LW-LWH,H,DG,ФАЗА;"РАЗ"Q;"Е"L=0"ТО"W=W+
DW"ИНА"W=W×DW;"НА"1)ГДЕ"ПРОЦ"АЧХ(C[N1],N1,W;R,Ф)"ПВСТ"А.Ю=1;Я
=0;X=C[1];Y=0;W1=1;"ДЛ"1=2"Ш"1"ДО"Н1"ВЫП"(L=Ю;Ю=-Я;H=L;W1=W1×W;
X=X+Ю×C[1]×W1;Y=Y+Я×C[1]×W1);R=V(X×X+Y×Y);"Е"R=0"ТО"Ф=0"ИНА"Е"
Y=0"И"X<0"ТО"Ф=180"ИНА"(Ф=180/π×ARCSIN(Y/R);"Е"X<0"ТО"Ф=180×SIG
N(Y)-Ф)"КОН"КОМ"◇

```

Рис. 1-314. Программа нахождения амплитудно-фазовых характеристик.

Программа нахождения амплитудно-фазовых характеристик приведена на рис. 1-314.

Порядок решения задачи. В машину вводится директива обращения, в которой указывается: М — порядок полинома числителя; N — порядок полинома знаменателя; Q — разрядность счета (по умолчанию Q = 6); QT — разрядность вывода таблицы (по умолчанию QT = 4); WH = 0, если задано частота (по умолчанию WH = 0, если задано LDW); DW, или WH = 0,1, если задано LDW); WK — конечная частота; DW — шаг изменения частоты ($W_{i+1} = W_i + DW$; W_i — значение частоты на очередном шаге); LDW — логарифмический шаг изменения частоты ($W_{i+1} = W_i \times LDW$); в директиве обращения должен быть задан один из двух возможных шагов; A[M+1] — массив коэффициентов полинома числителя;

B[N+1] — массив коэффициентов полинома знаменателя.

Входная точка программы — метка ЧХ.

На печать выводятся: частота W, LW, равное $\log W$ минус первое неравное бесконечности значение $\log W$, модуль передаточной функции H, $20 \log |H|$ и фаза; LW выводится для построения графика в логарифмическом масштабе без использования логарифмической бумаги.

Пример. Необходимо найти частотные характеристики передаточной функции

$$H(p) = \frac{2p + 1}{2p^2 + 2p + 1}$$

в диапазоне изменений частоты от 0,1 до 10 с логарифмическим шагом, равным двум. Директива обращения и распечатка таблицы для этого случая приведены на рис. 1-315.

```

"ВЫШ"WH=10;LDW=2;M=1;N=2;"НА"ЧХ"ГД"А[2]=1,2;B[3]=1,2,2"КОН"◇
"ТАБЛИЦА"1

```

W	LW	H	20LG	ФАЗА
.1000 _ю 0	0	.1019 _ю 1	.1685 _ю 0	-.2247 _ю 00
.2000 _ю 0	.3010 _ю 0	.1073 _ю 1	.6168 _ю 0	-.1697 _ю 10
.4000 _ю 0	.6020 _ю 0	.1219 _ю 1	.1724 _ю 1	-.1097 _ю 20
.8000 _ю 0	.9030 _ю 0	.1161 _ю 1	.1301 _ю 1	-.4193 _ю 20
.1600 _ю 1	.1204 _ю 1	.6426 _ю 0	-.3840 _ю 1	-.6952 _ю 20
.3200 _ю 1	.1505 _ю 1	.3159 _ю 0	-.1000 _ю 2	-.8069 _ю 20
.6400 _ю 1	.1806 _ю 1	.1567 _ю 0	-.1609 _ю 2	-.8548 _ю 20

Рис. 1-315. Пример нахождения амплитудно-фазовых характеристик для передаточной

$$\text{функции } H(p) = \frac{2p + 1}{2p^2 + 2p + 1}.$$

Нахождение всех корней многочлена с действительными коэффициентами по методу Хичкока

Описание алгоритма. Данная программа приведена в [1-31]. Она позволяет вычислить все корни алгебраического многочлена $f(x) = \sum_{i=0}^n A_i x^{n-i}$ с действительными

коэффициентами по методу Хичкока. Метод основан на выделении из многочлена квадратных множителей $g(x) = x^2 + cx + d$. В программе используются два фиксированных начальных приближения ($c' = -4$; $d' = 8$; $c'' = 4$; $d'' = 8$). Сначала испытывается первое начальное приближение. Если после десяти итераций заданная точность не достигнута, то полученное приближение запоминается вместо начального и испытывается второе и т. д.

Корни считаются полученными с заданной точностью E , если выполняется условие $|f(x)| < E$. Затем исходный многочлен делится на $g(x)$. Полученный таким образом многочлен считается исходным, и после про-

верки, не является ли $g(x)$ его делителем, все повторяется сначала до нахождения всех корней.

В программе сделана упрощенная проверка на заикливание. В каждом цикле по десять итераций: первое приближение сравнивается с девятью следующими. Если происходит совпадение, то машина выдает на печать «НЕ СХОДИТСЯ». Обычно это следствие малой разрядности.

Программа приводится на рис. 1-316.

Порядок решения задачи. В машину вводится директива обращения, в которой указывается: N — порядок многочлена; E — заданная точность; R1 — разрядность счета; A[N+1] — массив коэффициентов многочлена.

Входная точка программы — метка Я.

Пример. Пусть необходимо найти все корни многочлена

$$f(x) = x^6 - 2x^5 - 2x^4 + 6x^3 - 7x^2 + 8x - 4$$

с точностью 10^{-6} при разрядности шесть. Директива обращения и полученные корни приводятся на рис. 1-317.

```
"ПУСТ"Я.R2=R1;K=1;1."ПАЗ"R2;T=1;C=A[2]/A[1];"E"Н=1"ТО"(P=-C;Q=0;
;"НА"6);"E"Н=2"ТО"(Д=C/2/4-A[3]/A[1];"НА"5);M=10;C=-4;D=8;CO=4;
DO=8;F=1;Φ=2;T=0;2."E"М=10"ТО"(M=0;P=C;Q=D;C=CO;D=DO;CO=P;DO=Q;
C1=C;D1=D;F=-F);M=M+1;3.Д=0;Q=A[1];P=A[2]-C*Q;PP=Q;"ДЛ"J=3"Ш"1"
Д0"Н"ВШ"(R=P;P=A[J]-C*R-D*Q;Q=R;R=PP;PP=Q-C*R-D*Q;Д=R);Q=A[N+1
]-D*Q;S=PP+C*R;"E"Т=0"ТО"(QР=D*R;Д=R*QР+S*PP;"E"Д=0"ТО""НА"4;C=
C+(P*S-Q*R)/Д;D=D+(P*QР+Q*PP)/Д;"E"С=C1"И"Д=Д1"ТО"("E"Ф=Φ"ТО"(4
."E"R1<2*R2"ТО"(R1=R1+4;"ПАЗ"R1;"НА"2);"ВЛВ"[НЕ СХОДИТСЯ];"СТО"
);Φ=Φ);Д=C/2/4-D;"E"V((Q-P*C/2)↑2+P↑2*AВ(Д))>E/Н"ТО""НА"2);T=0
;A[2]=A[2]-C*A[1];"ДЛ"J=3"Ш"1"Д0"Н=1"ВШ"A[J]=A[J]-C*A[J-1]-D*A
[J-2];5.P=-C/2;Q=V(AВ(Д));"E"Д>0"ТО"(M=P+Q;P=P-Q;Q=0)"ИНА"М=P;
"ВЛВ""ЗН""СТР",[X],K,[=],M+Q*I;K=K+1;6."ВЛВ""ЗН""СТР",[X],K,[=]
,P-Q*I;K=K+1;"E"Т=0"ТО"(N=N-2;"E"V((S-R*C/2)↑2+R↑2*AВ(Д))<E"И"
N>2"ТО"(T=1;"НА"3);"НА"1)"КОН"◇
```

Рис. 1-316. Программа нахождения корней многочлена по методу Хичкока.

```
"ВШ"Н=6;E=10-6;R1=6;"НА"Н"ГД"A[7]=1,-2,-2,6,-7,8,-4"КОН"◇
X1=.56455010-6+.100000101*I
X2=.56455010-6+(-.100000101)*I◇
X3=.100013101
X4=-.199999101
X5=.199999101
X6=.999870100◇
```

Рис. 1-317. Пример нахождения корней многочлена $f(x) = x^6 - 2x^5 - 2x^4 + 6x^3 - 7x^2 + 8x - 4$ по методу Хичкока.

Нахождение всех корней многочлена по методу Мюллера

Описание алгоритма. Данная программа приведена в [1-19]. Она позволяет найти все корни алгебраического многочлена

$$P(x) = \sum_{i=0}^n A_i x^{n-i} \text{ по методу Мюллера.}$$

В данной программе предполагается, что многочлен имеет действительные коэффициенты.

Метод основан на интерполяции многочлена $P(x)$ многочленом 2-й степени $Q_2(x)$, который строится по трем узлам. Для начала берется $x_0 = -1$; $x_1 = 1$; $x_2 = 0$. После этого находится решение уравнения $Q_2(x) = 0$. Из двух полученных чисел x_3 , x_3 выбирается то число x_3 , которое ближе к x_2 . На следующем шаге $Q_2(x)$ строится по точкам x_1 , x_2 , x_3 и т. д. до тех пор, пока x_i не перестанут существенно отличаться. Выбор начальных значений x равными -1 , 1 , 0 обусловлен тем, что желательно (для увеличения точности) искать и выделять корни в порядке возрастания их модуля.

Итерационный процесс заканчивается при выполнении двух условий:

$$|x_j - x_{j-1}| < E \text{ и } \left| \frac{P(x_j)}{P'(x_j)} \right| < E,$$

где E — требуемая точность нахождения корней.

После этого выделяется найденный корень (или два сопряженных корня, если $|\operatorname{Im}(x_j)| > E$) и процесс повторяется сначала.

Процесс выделения корней заканчивается, когда найдены все корни или когда заданная точность не достигается за 30 итераций.

Программа приводится на рис. 1-318. Она оформлена в виде процедуры.

Порядок решения задачи. Для решения задачи необходимо обратиться к процедуре МЮЛЛЕР. Смысл параметров процедуры следующий: N — порядок многочлена; E — заданная точность; $A[N1]$ — наименование массива коэффициентов многочлена; $U[N]$, $V[N]$ — наименование массивов действительных и мнимых частей корней полинома.

Программа выдает на печать таблицу, содержащую действительные и мнимые части найденных корней полинома, величину $P(x)/P'(x)$ и количество итераций, потребовавшихся для нахождения корней.

Пример. Необходимо найти все корни многочлена $P(x) = x^6 - 2x^5 - 2x^4 + 6x^3 - 7x^2 + 8x - 4$ с точностью 10^{-6} . Обращение к процедуре для этого случая и результат счета приводятся на рис. 1-319.

Обратное преобразование Лапласа для рациональных алгебраических функций. Простые корни

Описание алгоритма. Данная программа позволяет найти оригинал по заданному изображению в том случае, если изо-

бражение имеет вид: $A(p)/B(p)$, где $A(p)$ и $B(p)$ — полиномы, не содержащие общих корней, и степень полинома числителя меньше степени полинома знаменателя. Предполагается, что корни полинома $B(p)$ известны и все они простые. В этом случае оригинал может быть найден из следующего выражения:

$$ПП(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{A(p)}{B(p)} \right] = \sum_{k=1}^n \frac{A(p_k)}{B'(p_k)} e^{p_k t},$$

где $\mathcal{L}^{-1}$ — символ обратного преобразования Лапласа; n — степень полинома знаменателя;

$$B(p) = (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_k) \dots (p - p_n).$$

Программа, реализующая эту зависимость, приведена на рис. 1-320.

Порядок решения задачи. В машину вводится директива обращения, в которой указывается: M — порядок полинома числителя; N — порядок полинома знаменателя; HT — шаг по времени (Δt), через который происходит вывод значений времени t и оригинала $ПП(t)$; TK — конечное значение времени; $A[M+1]$ — массив коэффициентов полинома числителя в порядке убывания степени p ; $RE[N]$ — массив действительных частей корней полинома знаменателя; $IM[N]$ — массив мнимых частей корней полинома знаменателя.

Входная точка программы — метка ЛАП.

На печать выводятся аналитическое выражение оригинала и (если заданы HT и TK) таблицы значений времени и оригинала. Разрядность вывода таблицы на два меньше той, которая была задана при счете.

Пример. Необходимо найти оригинал по изображению, которое имеет вид:

$$\frac{120p + p(p+1)(p+2)(p+3)(p+4) \times + 240}{\times (p+5)[(p+1)^2 + 1]}$$

и построить таблицу значений оригинала для времени от 0 до 10 с шагом 1.

Директива обращения и решение задачи для этого случая приведены на рис. 1-321.

Цифровое моделирование

Описание алгоритма. Основными достоинствами цифрового моделирования является высокая точность и малое время перехода от расчетов по одной программе к расчетам по другой программе.

Любая система автоматического регулирования может быть разбита на конечное число линейных динамических звеньев не выше второго порядка и какое-то количество нелинейных элементов. Линейные динамические звенья описываются обыкновенными дифференциальными уравнениями.

```

"ПУСТ" "ПРОЦ" МОЛЛЕР(N, A[N1], E; U[N], V[N]) "ПУСТ" 1. "Ф" 2; Ч=30; K1=N+1;
N1=K1; K=N; "ВЫБ" 3А "ТАБ" 1, RE(X), IM(X), P/(dP/dX), ИТЕР; "ДЛ" I=1 "Ш"
1 "ДО" K1 "ВЫП" (B[I]=A[I]; "Е" I<N "ТО" C1[I]=(N-I+1)×B[I]); 2. J=0; R1=
-1; R2=1; R3=0; И1=0; И2=0; И3=0; И=-2; ИЛ=0; И1=-1; ИИ1=0; ПОЛ(K, B[K1], -
1, 0; F1, I1); "Е" F1=0 "ТО" (R3=-1; "НА" 4); ПОЛ(K, B[K1], 1, 0; F2, I2); "Е" F
2=0 "ТО" (R3=1; "НА" 4); F3=B[K1]; I3=0; FK=F3 I2; "Е" F3=0 "ТО" "НА" 4; "СТЕ
" 3Н "С"; "ДЛ" I=1 "Ш" 1 "ДО" K "ВЫП" C[I]=(K-I+1)×B[I]; 3. ДЕЛ(F2-F1, I2-I1
, И, ИЛ; Ф, IФ); ДЕЛ(F3-F2-Ф, I3-I2-IФ, 1+И, ИЛ; Ф, IФ); W=F2-F3-Ф; IW=I2-I
3-IФ; S=W I2-IW I2-4×(F3×Ф-I3×IФ); IS=2×W×IW-4×(F3×IФ+I3×Ф); "Е" IS=0
"ТО" ("Е" S<0 "ТО" (G=0; IG=√(-S)) "ИНА" (G=√(S); IG=0)) "ИНА" (T=√((ABS(
S)+√(S I2+IS I2))/2); IG=IS/T/2; "Е" S>0 "ТО" G=T "ИНА" (G=ABS(IG); IG=T×
SIGN(IS)); "Е" W×G+IW×IG<0 "ТО" (G=W-G; IG=IW-IG) "ИНА" (G=W+G; IG=IW+
IG); ДЕЛ(2×F3, 2×I3, G, IG; G, IG); Ш. H=H1×G-IH1×IG; IH=IH1×G+H1×IG; R=R
3+H; И=И3+IH; ПОЛ(K, B[K1], R, И; F, IF); FN=F I2+IF I2; "Е" FN>100×FK "ТО" (
G=G/2; IG=IG/2; "НА" Ш); R1=R2; И1=И2; R2=R3; И2=И3; R3=R; И3=И; "Е" R=1 "Т
О" "НА" 4; "Е" H I2+IH I2<E I2 "ТО" (ПОЛ(K-1, C[K], R, И; D, ID); "Е" FN/(D I2+I
D I2)<E I2 "ТО" "НА" 4); F1=F2; I1=I2; F2=F3; I2=I3; F3=F; I3=IF; H1=H; IH1=
IH; ДЕЛ(1, 0, G, IG; И, ИЛ); J=J+1; FK=FN; "Е" J<Ч "ТО" "НА" 3; 4. Z=N-K+1; "Е"
ABS(И3)<E "ТО" (U[Z]=R3; V[Z]=0; И=1; "НА" 9; 5. M=K; B[1]=B[1]; "ДЛ" I=2 "Ш"
1 "ДО" M "ВЫП" B[I]=B[I]+R3×B[I-1]) "ИНА" (U[Z]=R3; U[Z+1]=R3; V[Z]=И
3; V[Z+1]=-И3; И=2; "НА" 7; 6. M=И-1; P=-2×R3; C=R3 I2+И3 I2; B[1]=B[1]; B[
2]=B[2]-P×B[1]; "ДЛ" I=3 "Ш" 1 "ДО" M "ВЫП" B[I]=B[I]-P×B[I-1]-Q×B[I-2]
); "СТЕ" 3Н "В; K1=M; И=M-1; "ДЛ" I=1 "Ш" 1 "ДО" M "ВЫП" B[I]=B[I]; "СТЕ" 3Н
"В; J=0; "Е" И>2 "ТО" "НА" 2; И=0; T=-B[2]/B[1]; "Е" R=1 "ТО" (Z=N; U[Z]=T; V
[Z]=0; "НА" 9); Z=N-1; T=T/2; D=T I2-B[3]/B[1]; "Е" D<0 "ТО" (D=√(-D); U[N
]=T; U[Z]=T; V[N]=-D; V[Z]=D; И=3) "ИНА" (D=√(D); U[Z]=T-D; U[N]=T+D; V[
Z]=0; V[N]=0); 7. Э=1; 8. R=U[Z+Э]; И=V[Z+Э]; ПОЛ(N, A[N1], R, И; F, IF); ПО
Л(N-1, C1[N1], R, И; Д, ID); FD=Д I2+ID I2; Д=F I2+IF I2; "Е" FD≠0 "ТО" Д=√(Д/
FD); "Е" Э=0 "ТО" "НА" П; "ВЫВ" "ТАБ" 1, R, И, Д, 0; 9. Э=0; "Е" И<2 "ТО" "НА" 8; И
=-И; П. "ВЫВ" "ТАБ" 1, R, И, Д, J; "Е" J<Ч "ТО" "НА" Й; "Е" И=1 "ТО" "НА" 5; "Е" И=
2 "ТО" "НА" 6; Й. "СТЕ" 3Н "В, C1 "ГД" B[N1]; C1[N1]; C[K]; B[M]; U[N]; V[N]
"КОН"; "ПРОЦ" ПОЛ(K, A[K1], R, I; F, IF) "ПУСТ" 1. F=A[1]; IF=0; "ДЛ" J=2 "Ш" 1
"ДО" K+1 "ВЫП" (C=R×F-I×IF+A[J]; IF=R×IF+I×F; F=C) "КОН"; "ПРОЦ" ДЕЛ(A,
IA, B, IB; C, IC) "ПУСТ" 1. IC=B I2+IB I2; C=(A×B+IA×IB)/IC; IC=(B×IA-A×IB
)/IC "КОН" "КОН"

```

Рис. 1-318. Программа нахождения корней многочлена по методу Мюллера.

"ВЫП"МОЛЛЕР(6,A[7],B-6;U[6],V[6])"ГД"U[6];V[6];A[7]=1,-2,-2,6,-7,8,-4"КОН"◇

"ТАБЛИЦА"1

RE(X)	IM(X)	P/(dP/dX)	ИТЕР
1	0	0	0
1	0	0	0◇
-1.106000 _ю -8	.100000 _ю 1	.212000 _ю -9	0
-1.106000 _ю -8	.100000 _ю 1	.212000 _ю -9	6
.200000 _ю 1	0	0	0
-.200000 _ю 1	0	0	0◇

Рис. 1-319. Пример нахождения корней многочлена $P(x) = x^6 - 2x^5 - 2x^4 + 6x^3 - 7x^2 + 8x - 4$ по методу Мюллера.

```
"ПУСТ"ЛАП.Q=0;0."Е"J(1/3*10IQ)≠0"ТО"(Q=Q+2;"НА"0);Q1=Q-2;П1=0;N
1=N+1;M1=M+1;"СТЕ"ЗН"В,ИВ,Т;В[N]=1;В[N1]=RE[N];ИВ[N]=0;ИВ[N1]
=-IM[N];"ДЛ"И=N-1"Ш"-1"ДО"1"ВЫП"(В[И]=1;ИВ[И]=0;"ДЛ"J=I+1"Ш"1"Д
О"Н1"ВЫП"(C=В[J];В[J]=ИВ[J]*IM[I]-C*RE[I];ИВ[J]=-ИВ[J]*RE[I]-C*
IM[I];"Е"J<N1"ТО"(В[J]=В[J]+В[J+1];ИВ[J]=ИВ[J]+ИВ[J+1]));"ДЛ"И
=1"Ш"1"ДО"Н"ВЫП"В[И]=(N+1-I)*В[И];J=0;1.J=J+1;R=RE[J];I=IM[J];П
ОЛ(M,A[M1],R,I,F,IF);ПОЛ(N-1,В[N],R,I,C,IC);"ДРО"НЕ"ДЕ";IC=C+
2+IC+2;G=(F*C+IF*IC)/IC;IG=(C*IF-F*IC)/IC;"Е"И>0"ТО"("Е"IG=0"ИЛИ
IG=0"ТО"RR=ABS(G+IC)"ИНА"RR=V(G+2+IG+2);"Е"RR=0"ТО""НА"2;"Е"IG
=0"И"IG<0"ТО"Φ=П"ИНА"(Φ=ARCSIN(IG/RR);"Е"IG<0"ТО"Φ=П*SIGN(IG)-Φ)
;П1=П1+("Е"И=0"ТО"G*EXP(R*T)"ИНА"Е"И>0"ТО"2*RR*EXP(R*T)*COS(I*
T+Φ)"ИНА"0);2."Е"J<N"ТО""НА"1;"ДРО"ДЕ";"ВЗН"П1;"НАЗВ"П(Т);"ВЫВ
""СТР"2,П1,"СТР";"Е"НТ="ЧИ"И"ТК="ЧИ"ТО"(Т3=ε(.5*ТК/НТ)*НТ*1.0
;"РАЗ"Q1;"ВЫВ"ЗА""ТАБ"1,Т,П1,Т,П1;"ДЛ"Т=0"Ш"НТ"ДО"Т3"ВЫП"("РАЗ
"Q;Т1=Т*1.0;Т2=Т+Т3+НТ;К1=П(Т);К2=П(Т2);"РАЗ"Q1;"ВЫВ"ТАБ"1,Т1,
К1,Т2,К2));"РАЗ"Q"ГД""ПРОЦ"ПОЛ(K,A[K1],R,I,F,IF)"ПУСТ"1.F=A[1];
IF=0;"ДЛ"J=2"Ш"1"ДО"K+1"ВЫП"(C=R*F-I*IF+A[J];IF=R*IF+I*F;F=C)"К
ОН";В[N1];ИВ[N1]"КОН"◇
```

Рис. 1-320. Программа обратного преобразования Лапласа для рациональных алгебраических функций в случае простых корней.

Дифференциальное уравнение первого порядка может быть записано в виде

$$y' = f(t, y)$$

с начальным условием $y(t_0) = y_0$, где t — аргумент.

Наиболее простым способом решения обыкновенных дифференциальных уравнений является метод Эйлера, по которому

$$y_{i+1} = y_i + \Delta t f(t_i, y_i), \quad i = 0, 1, 2, \dots,$$

где Δt — шаг интегрирования.

Линейные динамические звенья первого и второго порядков и соответствующие

им расчетные соотношения приведены в табл. 1-47. Расчетные соотношения для некоторых типичных нелинейностей приведены в табл. 1-48.

Кроме просчета линейных и нелинейных звеньев, который осуществляется на каждом шаге, в программе должен быть предусмотрен вывод заголовка таблицы и вывод самой таблицы, в которой печатаются значения нужных переменных, а также счетчик времени (аргумент t) (рис. 1-322). Начальные условия могут вводиться в основной программе, которая обычно оформляется как исполнительная информатива,

"ВЫП"М=1;N=8;HT=1;TK=10;"НА"ЛАП"ГД"А[2]=120,240;
 RE[8]=0,-1,-2,-3,-4,-5,-1,-1;IM[8]=0,0,0,0,0,0,1,-1"КОН"0

ПП=1+(-5)×EXP(-T)+2×EXP(-3×T)-(EXP(-4×T))+3/17×EXP(-5×T)+
 .291042₁₀1×EXP(-T)×COS(-.244979₁₀0+T)

"ТАБЛИЦА"1

T	ПП	T	ПП0
0	.2000 ₁₀ -4	.6000 ₁₀ 1	.9938 ₁₀ 00
.1000 ₁₀ 1	.2281 ₁₀ -1	.7000 ₁₀ 1	.9978 ₁₀ 00
.2000 ₁₀ 1	.2558 ₁₀ 0	.8000 ₁₀ 1	.9984 ₁₀ 00
.3000 ₁₀ 1	.6171 ₁₀ 0	.9000 ₁₀ 1	.9991 ₁₀ 00
.4000 ₁₀ 1	.8648 ₁₀ 0	.1000 ₁₀ 2	.9996 ₁₀ 00
.5000 ₁₀ 1	.9671 ₁₀ 0	.1100 ₁₀ 2	.9999 ₁₀ 00

Рис. 1-321. Пример нахождения оригинала для изображения

$$\frac{120p + 240}{p(p+1)(p+2)(p+3)(p+4)(p+5)[(p+1)^2 + 1]}$$

Таблица 1-47

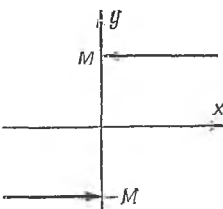
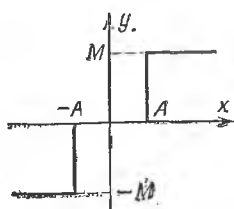
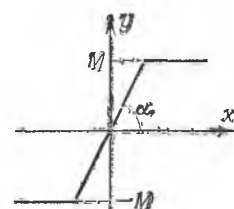
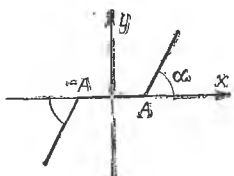
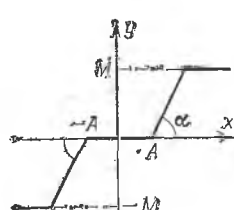
Расчетные соотношения для линейных динамических звеньев первого и второго порядков

Передаточная функция	Структурная схема	Алгоритмические выражения
$H(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{b_0 p + b_1}{a_0 p + a_1}$		$\begin{aligned} Y1 &= (X - A1 \times Y0) / A0; \\ Y0 &= Y0 + T \times Y1; \\ Y &= B1 \times Y0 + B0 \times Y1 \end{aligned}$
$H(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{b_0 p^2 + b_1 p + b_2}{a_0 p^2 + a_1 p + a_2}$		$\begin{aligned} Y2 &= (X - A2 \times Y0 - A1 \times Y1) / A0; \\ Y1 &= Y1 + T \times Y2; \\ Y0 &= Y0 + T \times Y1; \\ Y &= B2 \times Y0 + B1 \times Y1 + B0 \times Y2 \end{aligned}$

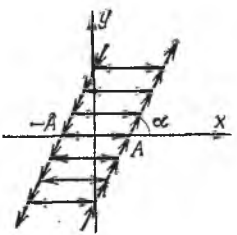
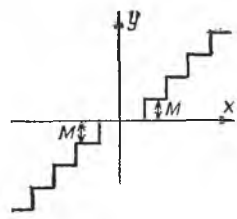
Примечание. В алгоритмических выражениях T соответствует Δt.

Таблица 1-48

Расчетные соотношения для нелинейных звеньев

Тип нелинейности	Характеристика	Алгоритмические выражения
«Сухое трение»		$y = M \times \text{SIGN}(X)$
«Реле с зоной нечувствительности»		$y = \text{SIGN}(X) \times ("E" \text{ABS}(X) > A \text{ TO } M \text{ ИЛИ } -M)$
«Ограничение»		$y = K \times X; "E" \text{ABS}(y) > M \text{ TO } y = M \times \text{SIGN}(X)$
«Зона нечувствительности»		$y = "E" \text{ABS}(X) > A \text{ TO } K \times (X - \text{SIGN}(X) \times A) \text{ ИЛИ } 0$
«Зона нечувствительности и ограничение»		$y = "E" \text{ABS}(X) > A \text{ TO } K \times (X - \text{SIGN}(X) \times A) \text{ ИЛИ } 0; "E" \text{ABS}(y) > M \text{ TO } y = \text{SIGN}(X) \times M$

Продолжение табл. 1-48

Тип нелинейности	Характеристика	Алгоритмические выражения
«Люфт»		${}^{\text{''E''}} K \times (X+A) < Y {}^{\text{''T0''}} Y = K \times (X+A)$ ${}^{\text{''ИНА''}} ({}^{\text{''E''}} K \times (X-A) > Y {}^{\text{''T0''}} Y = K \times (X-A))$
«Квантование по уровню»		$Y = \xi(X/M) \times M$

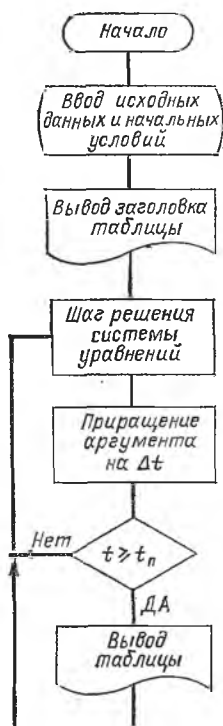
Примечание. $k = \operatorname{tg} \alpha$.

Рис. 1-322. Алгоритм программы цифровой модели произвольной системы автоматического регулирования.
 t — аргумент; t_n — цикл печати.

или в директиве обращения. Расчет переходного процесса удобно останавливать вручную, так как часто бывает неизвестна продолжительность переходного процесса.

Порядок решения задачи. Для решения определенной задачи каждый раз по структурной схеме составляется программа, которая содержит изменяемую часть, описывающую линейные и нелинейные звенья, и постоянную для всех задач часть — счетчик времени, вывод на печать и т. п. При необходимости графики переходных процессов могут выводиться на экран.

Пример. В качестве примера рассмотрим построение переходных процессов для системы регулирования, структура которой приведена на рис. 1-323. Программа расчета переходного процесса для этой САР приведена на рис. 1-324. Расчет ведется в относительном времени t/T_m . Это означает, что все постоянные времени должны задаваться как отношение фактической постоянной времени к T_m , где T_m — сумма малых постоянных времени токового контура. Ток измеряется в амперах, частота вращения — в оборотах в минуту.

Следует обратить внимание на то, что при работе в режиме ограничения ПИ-регулятора частоты вращения необходимо учитывать изменение интегральной составляющей регулятора.

На рис. 1-325 приведена директива обращения с конкретными параметрами и распечатка переходного процесса.

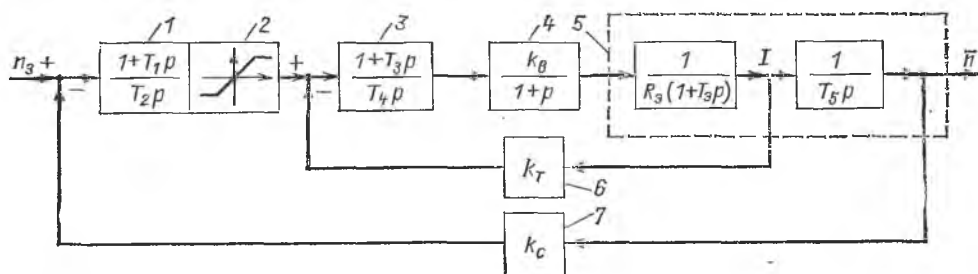


Рис. 1-323. Структурная схема САР частоты вращения.

1 — регулятор частоты вращения; 2 — ограничение; 3 — регулятор тока; 4 — вентильный преобразователь; 5 — двигатель; 6 — датчик тока; 7 — датчик частоты вращения.

```

"ПУСТ" 1. "ДЛ" T=1 "Ш" 1 "ДО" 7 "ВЫП" X[1]=0; 2. TT=0; "РАЗ" 4; "ВЫВ" "ЗА" "ТАБ"
"1, ВРЕМЯ, ТОК, СКОРОСТЬ"; 3. "Е" f(TT/TH)=0 "ТО" ("РАЗ" 4; "ВЫВ" "ТАБ" 1, TT
, X[6], X[7]); "РАЗ" 8; TT=T+TT; S=N3-KC*X[7]; R=X[1]; X[1]=X[1]+S*T/T2
; X[2]=X[1]+S*T1/T2; "Е" ABS(X[2])>OFP "ТО" (X[2]=OFP*SIGN(S); X[1]=R
; X[1]=X[1]+(OFP-X[1])*T/T1); S=X[2]-KT*X[6]; X[3]=X[3]+S*T/T4; X[4
]=X[3]+S*T3/T4; X[5]=X[5]+(ID*X[4]-X[5])*T; R=X[5]/R3-X[6]; X[6]=X
[6]+R*T/T3; X[7]=X[7]+X[6]*T/T5; "НА" 3 "ГД" X[7] "КОН" 0

```

Рис. 1-324. Программа расчета переходного процесса для САР частоты вращения.

```

"ВЫП" T1=8; T2=.446505; T3=6.7692; T4=8.83534; T5=5145.74; T3=6.7692;
R3=.0249; TH=110; KT=.001; KC=.0718; OFP=12.375; T=.04; TH=2; N3=1.436
; "НА" 1 "КОН" 0

```

"ТАБЛИЦА" 1

ВРЕМЯ	ТОК	СКОРОСТЬ
0	0	00
.2000 _ю 1	.6238 _ю 4	.1019 _ю 10
.4000 _ю 1	.1160 _ю 5	.4667 _ю 10
.6000 _ю 1	.1286 _ю 5	.9517 _ю 10
.8000 _ю 1	.1265 _ю 5	.1448 _ю 20
.1000 _ю 2	.1222 _ю 5	.1934 _ю 20
.1200 _ю 2	.9304 _ю 4	.2362 _ю 20
.1400 _ю 2	.3939 _ю 4	.2621 _ю 20
.1600 _ю 2	-.1131 _ю 4	.2669 _ю 20
.1800 _ю 2	-.4137 _ю 4	.2558 _ю 20
.2000 _ю 2	-.4883 _ю 4	.2376 _ю 20
.2200 _ю 2	-.4099 _ю 4	.2198 _ю 20
.2400 _ю 2	-.2699 _ю 4	.2066 _ю 20
.2600 _ю 2	-.1354 _ю 4	.1988 _ю 20
.2800 _ю 2	-.3877 _ю 3	.1956 _ю 20
.3000 _ю 2	.1481 _ю 3	.1953 _ю 20

Рис. 1-325. Пример расчета переходного процесса.

И. ВЕНТИЛЯЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПОМЕЩЕНИЙ

1-59. ВЕНТИЛЯЦИЯ КРУПНЫХ МАШИН

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) машин обычно равен 90—95%, следовательно, потери в них составляют соответственно 10—5% установленной мощности. Нормально электрические машины рассчитаны на работу при температуре окружающего воздуха не выше 40° С. При этом перегрев воздуха внутри машины допускается около 15—18° С.

Обычно нормируются предельная температура нагрева обмоток машины, зависящая от класса изоляции, и превышение этой температуры над температурой охлаждающего воздуха.

Повышение предельной температуры машины сверх допустимой вследствие различных коэффициентов линейного расширения стали машины, материала изоляции и меди обмоток вызывает появление растягивающих усилий на изоляции, что приводит к преждевременному ее механическому износу.

Значительное и искусственное снижение температуры охлаждающего воздуха, подаваемого в машину, и соответственный рост превышения температуры (до уровня, обусловленного классом изоляции обмоток) для увеличения мощности машины, не могут быть допущены из-за повышенного в этом случае износа (старения) изоляции и ограничений, накладываемых при этом на конструкцию машины в отношении ее габаритов.

Для поддержания температуры машины в допустимых пределах необходимо с увеличением мощности и размеров машин повышать и эффективность их охлаждения путем улучшения конструкции самих машин и применения более совершенных систем вентиляции.

Крупные машины постоянного тока выполняют с закрытым или открытым коллектором. Машины с закрытым коллектором, охлаждаемые общей замкнутой системой вентиляции, требуют установки фильтров на полный объем воздуха, циркулирующего в системе, что сильно усложняет систему вентиляции и фундамент машины. Выделение коллектора из замкнутой системы вентиляции якоря машины благоприятно отражается на ее работе.

Машины, устанавливаемые открыто в цехе, выполняют с закрытым коллектором, потому что воздушная среда цеха содержит много пыли. Машины, устанавливаемые в относительно чистых электромашиных помещениях, желательно выполнять с открытым коллектором.

Некоторые заводы изготовляют кожухи машин с лабиринтными перегородками в околоколлекторном пространстве, препятствующими засосу щеточной пыли с коллектора внутрь машины.

При открытом коллекторе происходит более интенсивное загрязнение электромашиного помещения и электрического оборудования щеточной пылью, что неблагоприятно сказывается на сохранности электрооборудования. Однако при открытом коллекторе более доступно полноценное наблюдение за коллектором и щеточным устройством, а также лучшим образом обеспечивается своевременная чистка коллектора, смена щеток и регулировка щеточного устройства.

Исполнение кожуха машин зависит от рода тока машины и предполагаемой системы вентиляции. В машину постоянного тока холодный воздух обычно подается со стороны, противоположной коллектору, а нагретый выбрасывается со стороны коллектора. В машину переменного тока воздух подается с двух сторон по оси вала и выбрасывается через среднюю часть кожуха.

В машинах постоянного тока при выбросе воздуха со стороны коллектора исключается попадание щеточной пыли с коллектора в машину, что особенно важно при значительном количестве щеток.

В зарубежной практике известны машины с кожухом, позволяющим разделить поток воздуха внутри машины так, чтобы меньшая часть воздуха, охлаждающая коллектор, была выделена из общей замкнутой системы вентиляции машины в отдельный тракт, на пути которого установлены небольшие кассетные фильтры, обеспечивающие очистку воздуха, наиболее загрязненного щеточной пылью, и возврат его в систему.

Известны системы вентиляции с разделением воздушных потоков, в которых воздух после коллектора удаляется в цех или наружу. При этом восполнение выведенного из замкнутой системы воздуха компенсируется устройством поддувной вентиляции (через фильтр).

Известна также так называемая интегральная система вентиляции крупных электрических машин постоянного тока.

Вентиляция таких машин обеспечивается двумя отдельными, независимыми системами. Одна система — замкнутая и предназначена для вентиляции собственно машины (обмоток якоря и полюсов). Другая система — проточная и предназначена для вентиляции только коллектора.

Для обеспечения достаточно чистого воздуха для охлаждения обмоток машины в замкнутом контуре системы установлены сухие рулонные фильтры.

Самостоятельная проточная система вентиляции коллектора имеет давление более низкое, чем в смежной замкнутой системе вентиляции, находящейся под избыточным давлением. Это исключает просачи-

вание щеточной пыли из околоколлекторного пространства в замкнутую систему через воздушный зазор по периметру коллектора.

Наружный воздух, компенсирующий утечки в замкнутом контуре системы, проходит многократную очистку, что значительно уменьшает его загрязнение.

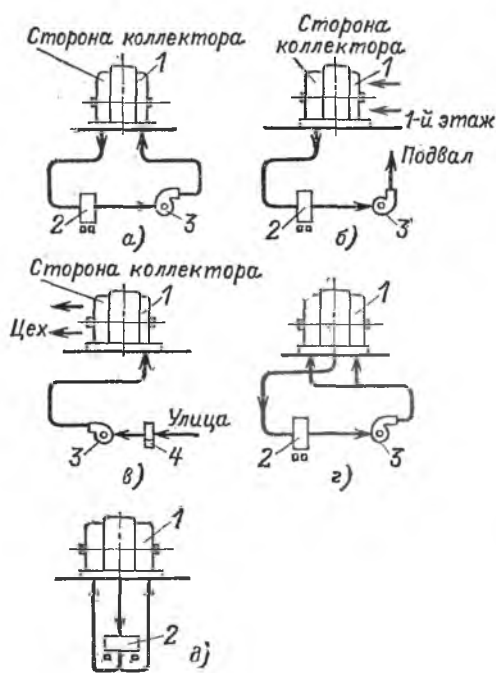


Рис. 1-326. Схемы систем вентиляции электрических машин.

а — замкнутый цикл для машины постоянного тока; б — полузамкнутый цикл для машины постоянного тока; в — проточный цикл для машины переменного тока; г — замкнутый цикл для машины переменного тока при самовентиляции для машины переменного тока; 1 — машина; 2 — воздухоохладитель; 3 — вентилятор; 4 — фильтр.

Система оснащена приборами, позволяющими контролировать работу фильтров, регулировать распределение воздуха (с помощью регулируемых клапанов), определять скорости воздуха, его температуру и влажность.

Прогрессивной является конструкция машины со встроенными в ее корпус элементами вентиляционного оборудования (фильтры, воздухоохладители, вентиляторы и т.п.), не требующая сооружения сложного фундамента.

Системы вентиляции. Для крупных электрических машин применяют принудительные системы вентиляции: замкнутую (автономную), полузамкнутую (с включением электромагнитного помещения) и проточную.

Для обеспечения большей чистоты и лучшего охлаждения машин, а также для

поддержания допустимой температуры в электромашином помещении при небольшом количестве наружного воздуха, подаваемого в помещение, применяют замкнутую систему вентиляции (рис. 1-326, а и 1-327, а). Ее также применяют для машин большой мощности (свыше 1000 кВт) при

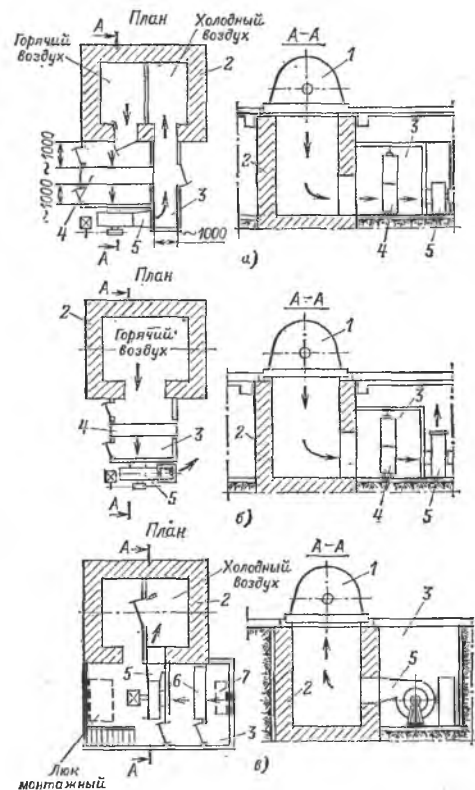


Рис. 1-327. Примеры компоновки вентиляционных установок машин постоянного тока.

а — замкнутая система вентиляции; б — полузамкнутая (с выбросом воздуха в подвал); в — проточная (с выбросом воздуха в цех). Стрелками показано направление движения воздуха; 1 — машина; 2 — фундамент машины; 3 — вентиляционное помещение; 4 — воздухоохладитель; 5 — вентилятор; 6 — касетный фильтр; 7 — воздухозаборная шахта.

наличия относительно чистой воды с температурой не выше 30°C и при большой загрязненности наружного воздуха (более 2 мг/м^3).

Для ответственных тихоходных машин, например для прокатных двигателей алюминга, устанавливают два вентилятора: рабочий и резервный.

Замкнутые системы вентиляции для машин переменного тока (рис. 1-326, г и 1-328, а) аналогичны системам для машин постоянного тока, однако конструктивно они различаются.

Синхронные двигатели часто развивают давление, достаточное для самовентиля-

ции, поэтому заводы-изготовители гарантируют их работу без внешнего вентилятора — с помощью вентилятора, насаженного на вал ротора машины (рис. 1-326, д и 1-328, б). При этом для уменьшения сопротивления воздуха воздухоохладители устанавливают внутри фундаментной ямы, а

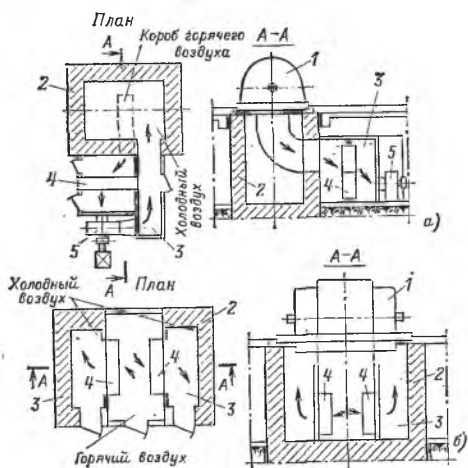


Рис. 1-328. Примеры компоновки вентиляционных установок машин переменного тока (синхронных), работающих по замкнутой системе вентиляции.

а — с внешним вентилятором; б — без внешнего вентилятора (самовентиляция); 1 — машина; 2 — фундамент машины; 3 — вентиляционное помещение; 4 — воздухоохладитель; 5 — вентилятор.

воздуховоды выполняют возможно более короткими.

Недостатком замкнутой системы вентиляции является потребность в большом количестве охлаждающей воды. Этот недостаток не имеет существенного значения, когда вода после воздухоохладителей может быть использована для технологических нужд. При этом давление воды, подаваемой к воздухоохладителям, должно быть повышено.

В замкнутых системах вентиляции предусматривают избыточное давление (подпор) внутри системы, превышающее наружное на указанное заводом-изготовителем машины значение (обычно 50—250 Па), что предотвращает засос воздуха в машину извне через открытый коллектор или неплотности в кожухах. Для предотвращения засоса воздуха предусматривают «точку атмосферы», т. е. искусственное соединение места наибольшего разрежения системы с атмосферой через касетный фильтр. При этом дополнительно засасываемый в систему воздух, устремляясь по пути наименьшего сопротивления, через фильтр, будет очищаться от пыли, содержащейся в окружающей воздушной среде.

Точки атмосферы обычно устраивают для машин с закрытым коллектором —

в камере разрежения вентилятора, а для машин с открытым коллектором — вблизи коллектора.

Утечка воздуха в замкнутых системах вентиляции доходит до 20% циркулирующего воздуха. Причиной утечек является неплотное прилегание кожуха и перегородок к корпусу машины и фундаментным плитам. Утечки воздуха наблюдаются также через неизбежный воздушный зазор, имеющийся между коллектором и кожухом машины. Чтобы восполнить эти утечки и воспрепятствовать проникновению в замкнутую систему загрязненного воздуха, необходимо внутри системы создать избыточное (повышенное) давление. Для этого иногда в месте наибольшего разрежения системы устраивают активную точку атмосферы, т. е. дополнительно устанавливают небольшой вентилятор, снабженный касетным фильтром, который препятствует образованию отрицательного давления в замкнутой системе вентиляции.

Для самовентилирующихся синхронных двигателей следует устраивать две точки атмосферы, расположенные между воздухоохладителями и собственными вентиляторами двигателя (ближе к последним). При этом вентилятор подпитки может быть общим для обеих точек атмосферы.

Полузамкнутая система вентиляции с включением электромашинного помещения и выбросом нагретого воздуха в подвал имеет ограниченное применение, потому что при этой системе через машину прогоняется более загрязненный воздух и температура в электромашинном помещении повышается за счет выброса в подвал нагретого воздуха. Полузамкнутую систему вентиляции применяют для машин средней мощности (до 1000 кВт) при наличии относительно чистой и холодной воды с температурой до 25°С, когда применение такой системы способствует поддержанию нужной температуры в электромашинном помещении (см. рис. 1-326 и 1-327).

Полузамкнутую систему вентиляции с выбросом нагретого воздуха в электромашинное помещение, как правило, не применяют, потому что при этой системе нагретый воздух увеличивает и без того высокую температуру воздуха.

Проточную систему вентиляции применяют, когда замкнутая или полузамкнутая система вентиляции не может быть осуществлена из-за отсутствия охлаждающей воды необходимой чистоты и низкой температуры и при небольшой загрязненности наружного воздуха. Преимуществом этой системы является отсутствие воздухоохладителей. Недостатком является необходимость фильтрации большого количества непрерывно обновляющегося воздуха, что требует больших затрат на фильтры и значительных площадей для их размещения. Такие системы вентиляции приводят к загрязнению машин, так как даже при высокой степени очистки воздуха фильтрами количество пыли, заносимое в электромашинное

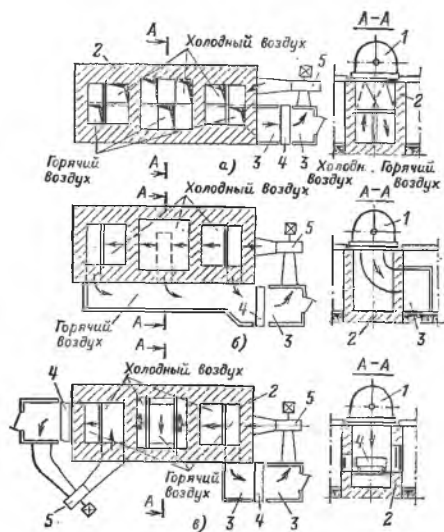


Рис. 1-329. Примеры компоновки вентиляционных установок многомашинных преобразовательных агрегатов, работающих по замкнутой системе вентиляции.

1 — машина; 2 — фундамент машины; 3 — вентиляционное помещение; 4 — воздухоохладитель; 5 — вентилятор.

шинное помещение, будет довольно значительным. Эти системы могут иметь применение там, где наружный воздух мало запылен (менее 2 мг/м^3 воздуха).

1-60. ВЕНТИЛЯЦИЯ МАШИННЫХ АГРЕГАТОВ

Для нескольких расположенных рядом машин, участвующих в общем технологическом процессе, или для агрегатов, состоящих из нескольких машин, целесообразно устраивать общую замкнутую систему вентиляции (рис. 1-329, а).

При этом все машины, обслуживаемые этой системой, должны находиться примерно в одинаковых условиях: нужное распределение воздуха между отдельными машинами достигается с помощью регулируемых заслонок, устанавливаемых на входе воздуха в машину. Особенно тщательно требуется распределить воздух для машин, разных по мощности и частоте вращения. Конструктивно такую систему вентиляции выполняют с помощью туннелей для горячего и холодного воздуха, расположенных внутри фундамента (рис. 1-329, а) или за его пределами (рис. 1-329, б).

Наличие самовентилируемых синхронных приводных двигателей в составе многомашинных агрегатов заставляет дробить вентиляционные установки, выполняющие для генераторов, расположенных по краям агрегата, отдельные установки (рис. 1-329, в).

1-61. ВЕНТИЛЯЦИЯ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Преобразователь состоит из набора тиристорных, смонтированных в шкафах. Каждый шкаф принудительно вентилируют для отвода тепла, выделяемого тиристорами. Существует два способа механической (принудительной) вентиляции тиристорных преобразователей — индивидуальная и групповая. При индивидуальной вентиляции каждый шкаф с тиристорами снабжают своим вентилятором.

Индивидуальная система вентиляции, если вентилятор является принадлежностью шкафа, подкупает комплектностью поставки оборудования, но приводит к установке большого количества вентиляторов (по числу шкафов). Большое количество индивидуальных вентиляторов, особенно осевых, и высокоскоростных (например, 1500 об/мин) являются дополнительным источником шума и вибрации. Этих недостатков можно избежать, если устанавливать вентиляторы обособленно от шкафов с тиристорами (например, под перекрытием, на котором установлены шкафы), соединив их с помощью гибкого воздуховода, например гофрированной трубы.

При индивидуальной комплектной поставке шкафа с вентилятором обеспечение номинальных параметров преобразователя гарантируется предприятием-изготовителем, поскольку они не зависят от характеристики внешней воздушной сети. При индивидуальной вентиляции каждого шкафа выход из строя одного вентилятора влечет за собой выход из строя всей группы шкафов, относящихся к одному агрегату.

При групповой вентиляции группу шкафов с тиристорами, относящимися к одному агрегату, снабжают общим рабочим и резервным вентилятором. Такая система вентиляции из-за наличия общей воздушной сети требует для распределения воздуха по шкафам пропорционально очагам тепловыделений, расположенных на различном расстоянии от группового вентилятора, установки шиберов на подводе воздуха к шкафам.

Целесообразной является индивидуальная система вентиляции шкафов.

Для тиристорных преобразователей, используемых в электроприводе, преимущественно применяют принудительное воздушное охлаждение.

1-62. ВЕНТИЛЯЦИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ

Для интенсивно работающих механизмов или механизмов, расположенных в загрязненной среде или подвергающихся повышенному тепловому воздействию (например, двигатели подводных ролбангов и манипуляторов на обжимных станах горячей прокатки), принимают закрытые дви-

гатели, продуваемые воздухом для уменьшения их перегрева и увеличения отдаваемой ими мощности. Вентиляцию двигателей осуществляют по проточной системе с выбросом нагретого воздуха в цех.

Если электромашинное помещение расположено вблизи производственных механизмов, то воздух для вентилируемых двигателей берут из подвала электромашинного помещения. В этом случае воздух, расходуемый на вентиляцию двигателей механизмов, восполняется от установки добавочного воздуха.

Расходы воздуха и потери давления, привязки и размеры вентиляционных отверстий для закрытых продуваемых двигателей переменного и постоянного тока приведены в каталогах.

Для вентиляции нескольких двигателей механизмов устраивают общую систему вентиляции. При этом вентилятор выбирают на суммарный расход воздуха и на максимальную потерю давления в одном двигателе.

Для получения полного давления максимальное давление в двигателе обычно удваивают для учета потерь давления в сети. Потери давления в сети подсчитывают сантехники.

Вентиляторы нагнетают воздух в повысительные камеры, откуда он под давлением подается по трубам к двигателям. Трубы прокладывают в грунте и фундаментах оборудования. К нескольким рядом расположенным двигателям воздух может подаваться по одной трубе, имеющей разветвления у места подвода воздуха.

При расположении продуваемых двигателей на значительном расстоянии от электромашинного помещения (более 50 м) в районе расположения этих двигателей целесообразно устраивать самостоятельные вентиляционные установки с фильтрами. Если перерыв в работе недопустим, то повысительную установку снабжают двумя вентиляторами — рабочим и резервным.

Иногда двигатели механизмов охлаждаются с помощью небольших вентиляторов «наездников», расположенных непосредственно на вентилируемом двигателе. При этом воздух забирается из окружающей среды через касетный фильтр.

1-63. ВЕНТИЛЯЦИЯ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПОМЕЩЕНИЙ

Для нормальных условий работы обслуживающего персонала и содержания машин и аппаратуры в чистоте электромашинное помещение искусственно вентилируют. Выбор системы вентиляции электромашинного помещения и машин определяют объемом электромашинного помещения и установленной мощностью электрооборудования. Если на каждый киловатт установленной мощности приходится более 12 м³

электромашинного помещения, то нет необходимости в устройстве искусственной вентиляции. Отвод тепла в этом случае осуществляется путем естественного обмена воздуха в помещении. При этом могут быть приняты машины открытого исполнения.

Если на каждый киловатт установленной мощности приходится от 3 до 12 м³ электромашинного помещения, то искусственная вентиляция становится обязательной. В этом случае система вентиляции машин может быть выполнена общей (полузакмнутой) для машин и электромашинного помещения.

Если на каждый киловатт установленной мощности приходится менее 3 м³ электромашинного помещения, то систему вентиляции машин и электромашинного помещения выполняют раздельной. При этом машины вентилируют по замкнутой системе вентиляции.

Вентиляцию электромашинного помещения осуществляют от установки добавочного воздуха, с помощью которой:

1) отводят тепло, выделяемое оборудованием, установленным в электромашинном помещении;

2) покрывают расход воздуха, потребный для машин, работающих по проточной системе вентиляции, а также для двигателей механизмов, работающих с принудительной вентиляцией, если они вентилируются от повысительных установок, расположенных в электромашинном помещении;

3) поддерживают избыточное давление в электромашинном помещении для предотвращения попадания извне загрязненного воздуха;

4) восполняют неизбежные утечки воздуха из электромашинного помещения через неплотности здания.

Обычно устраивают одну или несколько установок добавочного воздуха. В последнем случае обеспечивается более равномерное распределение воздуха по электромашинному помещению.

Установка добавочного воздуха состоит из воздухозаборной шахты и вентиляционного помещения, где устанавливают калориферы, увлажнительные устройства, фильтры и вентиляторы. Для подачи добавочного воздуха в последнее время применяют кондиционеры.

Распространена система вентиляции электромашинного помещения снизу—вверх. При этой системе наружный воздух, пройдя установку для добавочного воздуха, нагнетается вентилятором в подвал электромашинного помещения, откуда частично поступает для охлаждения двигателей механизмов, если повысительные установки расположены в подвале электромашинного помещения, а основная масса воздуха устремляется через проемы в перекрытии подвала в электромашинное помещение.

Проемы закрывают решетками и размещают равномерно и преимущественно в

тех местах, где имеются наибольшие тепло-выделения или постоянно находится дежурный персонал. Сечения проемов принимают пропорционально количеству выделяемого тепла. Их выбирают, исходя из скорости воздуха около 5 м/с.

Воздух, попадая из подвала в электромашиное помещение, отводит тепло, выделяемое работающими машинами и аппаратурой, а также создает избыточное давление в электромашином помещении, тем самым препятствуя проникновению загрязненного воздуха с улицы. Нагретый воздух поднимается вверх, откуда он удаляется естественным путем или дистанционно управляемыми крышными вентиляторами. Частично тепло из электромашиного помещения удаляется через ограждающие конструкции здания.

Лучших результатов можно добиться, если воздух подавать отдельно на первый этаж и в подвал электромашиного помещения. Такие системы вентиляции электромашиных помещений являются проточными. Небольшие электромашиные помещения могут быть оборудованы замкнутыми системами вентиляции. Их применяют при необходимости поддержания определенных предельных температур, значительной загрязненности наружного воздуха, небольших тепловыделений, низкой стоимости воды для воздухоохладителей и необходимости соблюдения особой чистоты в помещении.

В электромашином помещении должно поддерживаться избыточное давление около 20—30 Па для предотвращения засоса пыли извне.

Повышение температуры воздуха по высоте электромашиного помещения составляет 0,5—1°C на каждый метр высоты помещения. Площадь проемов для удаления нагретого воздуха принимают около 1 м² на каждые 100 000 м³/ч приточного воздуха, поступающего в электромашиное помещение.

В электромашиных помещениях с температурой воздуха свыше 30°C для обслуживающего персонала создают остекленные комфортные помещения с кондиционированным воздухом.

Для частичного обогрева воздуха электромашиного помещения в холодное время года теплый внутренний рециркуляционный воздух подмешивают к поступающему наружному холодному воздуху. Температура такой смеси должна быть не ниже 5°C.

Отопления электромашиного помещения не предусматривают, если тепла, поступающего от оборудования, достаточно для поддержания температуры в нем 16—22°C. При этом выполняют только дежурное отопление, обеспечивающее в электромашином помещении температуру не ниже 5°C.

Для вентиляции электромашиных помещений, например прокатных цехов, преимущественно применяют кондиционеры,

снабженные контрольно-измерительными приборами с выносом показаний на централизованный щит, которые позволяют дистанционно наблюдать за работой таких установок.

1-64. ТЕПЛОВЫЕ ПОТЕРИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Потери тепла от различных видов электрооборудования определяют следующим образом.

1. Потери в электрических машинах, если они не указаны в формулах или на габаритных чертежах машин, определяют, кВт,

$$\Delta P_H = \frac{P_H (1 - \eta)}{\eta} K, \quad (1-432)$$

где P_H — номинальная мощность машины, кВт; η — к. п. д. машины; K — коэффициент загрузки (фактический или перспективный).

Известно, что расчетные запасы мощностей в электрических машинах при увеличении производительности технологического оборудования быстро используются. Поэтому недогрузки машин, наблюдающиеся в первое время эксплуатации, учитывать не следует. Для ряда машин обычно учитывают одновременность их работы.

Потери по к. п. д. определяют, исходя из расчетной рабочей температуры нагрева обмоток 75°C (ГОСТ 183-74).

Если к. п. д. машины не учитывает потерь на ее возбуждение, то их определяют отдельно, кВт,

$$\Delta P_{\text{в}} = 1,24 I_{\text{в}}^2 r_{\text{в}} 10^{-3}, \quad (1-433)$$

где $I_{\text{в}}$ — ток возбуждения, А; $r_{\text{в}}$ — сопротивление обмоток возбуждения в холодном состоянии, Ом; 1,24 — коэффициент увеличения сопротивления при нагреве обмоток, значение этого коэффициента приведено для обычного перепада температур между нагретой и холодной обмотками, равного 60°C.

Для других температурных перепадов сопротивление горячей обмотки будет, Ом,

$$r_t = r_x (1 + \alpha t_{\text{п}}), \quad (1-434)$$

где r_x — сопротивление холодной обмотки, Ом; α — температурный коэффициент, равный для меди 0,004; $t_{\text{п}}$ — перепад температур между горячей и холодной обмотками, °C.

Потери на возбуждение добавляют к основным потерям, которые определяются по формуле (1-432).

Суммарные потери тепла в машине делятся на две части, из которых большая (92%) уносится охлаждающей водой (в замкнутых и полужамкнутых системах вентиляции) или воздухом (в проточных системах вентиляции), а меньшая (8%) от-

водится конвекцией и лученспусканием через корпус машины непосредственно в электромашинное помещение или цех в зависимости от того, где установлены машины.

Выделение тепла с поверхности корпусов крупных машин обычно составляет около 0,5 кВт на 1 м² поверхности.

У машин с открытым коллектором часть нагретого в машине воздуха выходит через кольцевой зазор у коллектора. В этих случаях количество потерь, выделяемых в электромашинное помещение, следует увеличивать. Долю этих потерь определяет завод — изготовитель машины.

2. Потери от кремниевых выпрямителей (тиристоров, дндов) определяют, кВт,

$$\Delta P_{\text{в}} = \frac{I_{\text{н}} \Delta U}{1000}, \quad (1-435)$$

где $I_{\text{н}}$ — номинальный ток выпрямителя, А; ΔU — падение напряжения в каждом венти- ле, В (обычно 2 В).

При последовательном соединении венти- лей в выпрямителе общую потерю на- пряжения подсчитывают умножением по- тери напряжения в одном венти- ле на их количество. В мостовой схеме при одном венти- ле в плече всегда работают последо- вательно два венти- ля, и поэтому потери в этом случае удваиваются. При отсутствии данных о количестве венти- лей в выпрям- теле потерн в нем подсчитывают по к. п. д.

3. Потери в шкафу УБСР (унифици- рованная блочная система регулирования) принимают по 0,5 кВт на один шкаф.

4. Потери от приводных двигателей вентиляторон определяют как полную мощ- ность, потребляемую двигателем из сети, кВт,

$$\Delta P = \frac{P_{\text{д}}}{\eta_{\text{д}}}, \quad (1-436)$$

где $P_{\text{д}}$ — полезная (требующаяся) мощ- ность двигателя вентилятора, кВт; $\eta_{\text{д}}$ — к. п. д. двигателя вентилятора (обычно 0,9).

Полезная мощность, развиваемая дви- гателем вентилятора, расходуется на соз- дание напора воздуха, который при пре- одолении сопротивлений в вентиляционном оборудовании и трении о стенки воздухо- водон почти теряется. Воздух при этом на- гревается (на 1°С при потерях давления в сети 1000 Па).

При нескольких вентиляторах суммар- ную потребляемую мощность их дви- гателон определяют с учетом коэффициента спроса (обычно 0,7—0,8).

Для замкнутых и проточных систем венти- ляции 10% этих потерь выделяется в электромашинное помещение и 90% уно- сится соответственно водой воздухоохла- дителей или воздухом.

Для полужамкнутых систем вентиляции и установок добавочного воздуха 100% этих потерь выделяется в электромашинное помещение. В таких системах вентиляции вся работа вентиляторон сохраняется в

пределах рассматриваемой системы. При этом механическая энергия, затрачиваемая на перемещение воздуха, в системах венти- ляции переходит в тепловую.

5. Потери от катушек контакторов и реле, установленных на станциях управле- ния, принимают в среднем по 0,2 кВт на каждую панель или как мощность источни- ка питания цепей управления.

6. Потери от ящиков пусковых сопро- тивлений принимают в среднем по 1 кВт на каждый установленный ящик, или 8% установленной мощности двигателей, в си- ловых цепях которых имеются пусковые сопротивления.

7. Потери от силовых трансформато- ров, установленных в комплектных транс- форматорных подстанциях (КТП), при- нимают приблизительно 2% мощности транс- форматорон.

8. Потери от ячеек высокого напряже- ния типа КРУ или КСО (600—1000 А) при- нимают по 0,5—1 кВт на каждую ячейку, если они полностью нагружены по току.

9. Потери от конденсаторных батарей напряжением 380 В принимают примерно 4 Вт на 1 квар установленной мощности батареи.

10. Потери в ошиновках постоянного и переменного тока, проложенных в пределах электромашинного помещения, приближен- но можно принять 0,25% передаваемой мощности.

11. Потери в силовых кабелях и про- водах, питающих производственные меха- низмы, определяют, Вт/м,

$$\Delta P = I^2 R \cdot 10^{-3}, \quad (1-437)$$

где I — номнальный ток, А; R — сопротив- ление, Ом/км.

Их обычно принимают около 0,5% мощности двигателей механизмов. Потери от силовых кабелей в кабельных туннелях обычных размеров (2×2 м) при отсутст- вии данных по количеству, сечению, нагруз- ке кабелей принимают ориентировочно 0,5 кВт на 1 м туннеля. Потери от кабелей управления не учитывают.

12. Потери от светильников определя- ют, исходя из того, что вся мощность, по- требляемая лампами, переходит в тепло. При применении светильников с газораз- рядными лампами учитывают также по- тери в пускорегулирующих аппаратах (ПРА), которые в среднем составляют от мощности ламп: 20% — для люминесцент- ных ламп и 10% — для ламп ДРЛ. Если светильники устанавливают за подвесным потолком или встраивают в него, то в освещаемое помещение поступает только часть тепла (35—40%), а остальная часть (65—60%) выделяется в пространство между подвесным потолком и перекрытием.

Ориентировочно потерн от светильни- ков составляют около 15 Вт на 1 м² пло- щади помещения. Однако эти потерн в об- щем балансе обычно учитывают по перво- му этажу электромашинного помещения в объеме 50%, так как они выделяются в

верхней зоне помещения, где допускаются большие перегревы воздуха. Потери от освещения в подвале электромашинного помещения учитывают полностью.

1-65. РАСХОД ВОЗДУХА НА ВЕНТИЛЯЦИЮ

Производительность вентиляционных установок характеризуется расходом воздуха, необходимого для отвода тепла от оборудования и создания избыточного давления в электромашинном помещении.

Количество воздуха для машин. Количество воздуха, необходимое для уноса потерь, выделяемых машиной, приблизительно определяют, $\text{м}^3/\text{с}$,

$$Q = \frac{P}{3600 C_p \gamma \Delta t}, \quad (1-438)$$

где P — отводимые потери, кВт; C_p — теплоемкость воздуха, равная $0,00028 \text{ кВт}/(\text{кг} \cdot \text{град})$; γ — плотность воздуха, равная $1,2 \text{ кг}/\text{м}^3$ (при температуре 20°C); Δt — перегрев воздуха в машине, $^\circ \text{C}$ (обычно допускается $15\text{--}18^\circ \text{C}$).

В среднем количество воздуха принимается $3,5\text{--}3 \text{ м}^3/\text{мин}$, или $210\text{--}180 \text{ м}^3/\text{ч}$.

В соответствии с ОСТ 16.0.684.001-79 на электрические машины для прокатных станов количество воздуха, подаваемое в машину, колеблется в пределах $4\text{--}3,5 \text{ м}^3/\text{мин}$ на 1 кВт фактических потерь. Количество воздуха, задаваемое заводами — изготовителями машин, не рекомендуется уменьшать даже в том случае, если воздух подается в машину более холодным (ниже 40°C).

При уменьшении количества воздуха поток его становится более спокойным и исчезает турбулентность (вихревое движение воздуха), необходимая для равномерного охлаждения всех нагреваемых частей машины.

Заводы — изготовители машин иногда принимают несколько увеличенное количество воздуха (до $4 \text{ м}^3/\text{мин}$ на 1 кВт потерь), например для машин, работающих на разных частотах вращения в том числе и на низких, когда вентиляционный эффект, создаваемый самой машиной, уменьшается, а также для сильно нагруженных или еще не освоенных машин.

Однако повышенное количество воздуха увеличивает мощности двигателей вентиляторов и укрупняет все вентиляционное оборудование.

Расход воздуха для отвода выделений тепла от тиристорных преобразователей несколько меньше, чем у электрических машин той же мощности в связи с более высоким к. п. д. у тиристорных преобразователей. Этот расход подсчитывают с учетом задаваемого заводом-изготовителем допустимого перегрева воздуха в преобразователях (обычно около 12°C). Дополнительные трудности при вентиляции тиристор-

ных преобразователей возникают из-за относительно невысокой температуры воздуха, допускаемой на входе в преобразователь (40°C), и необходимости обеспечения отвода тепла от тиристорov, расположенных в верхней части шкафа и находящихся в наиболее неблагоприятных условиях охлаждения.

В электромашинных помещениях даже при устройстве локальных вентиляционных установок для всех электрических машин имеют место значительные поступления тепла в помещение через кожухи этих машин (8% и более), утечки нагретого воздуха из замкнутых систем вентиляции машин, а также от различного электрооборудования, установленного в электромашинном помещении (преобразователи, щиты и т. п.).

Для определения количества воздуха, подаваемого в электромашинное помещение, и выяснения производительности кондиционеров или установок добавочного воздуха и необходимого количества фильтров сравнивают расходы воздуха, потребляемые по условиям: 1) кратности обмена воздуха в электромашинном помещении для создания избыточного давления, предотвращающего попадание в него пыльного воздуха из смежных помещений и снаружи; 2) отвода потерь. При этом принимают больший из расходов. Кратность обмена воздуха в электромашинном помещении принимают равным двум-трем объемам в течение 1 ч .

Расход воздуха для отвода тепловых потерь из электромашинного помещения зависит от теплонапряженности, $\text{кВт}/\text{м}^3$,

$$T = \frac{\Delta P}{V}, \quad (1-439)$$

где ΔP — суммарные отводимые потери, кВт; V — объем помещения, м^3 .

При этом для вентиляции электромашинных помещений, где имеются затруднения с отводом потерь (невозможность устройства аэрации), допускаются льготные условия превышения температуры в рабочей зоне электромашинного помещения над температурой наружной среды, а именно для теплонапряженности до $0,023 \text{ кВт}/\text{м}^3$ допускается перепад температур 3°C ; выше $0,023 \text{ кВт}/\text{м}^3\text{--}5^\circ \text{C}$. Большинство насыщенных оборудованием электромашинных помещений характеризуется теплонапряженностью более $0,023 \text{ кВт}/\text{м}^3$ (перегрев воздуха $\Delta t = 5^\circ \text{C}$).

При увлажнении воздуха можно допустить больший перепад температур между внутренним и наружным воздухом ($\Delta t = 7\text{--}8^\circ \text{C}$), потому что увлажнение снижает температуру проходящего воздуха примерно на $2\text{--}3^\circ \text{C}$.

Количество воздуха, необходимого для уноса потерь, выделяемых в электромашинном помещении, определяют, $\text{м}^3/\text{ч}$,

$$Q = \frac{\Delta P}{C_p \gamma \Delta t} m. \quad (1-440)$$

При этом добавляют воздух, необходимый для повысительных установок.

Отводимые потери ΔP определяют отдельно по подвалу и по первому этажу электромашиного помещения. При обычно принятой системе вентиляции снизу — вверх, когда приточный воздух подается в рабочую зону и удаляется из верхней зоны, потери по первому этажу принимают с коэффициентом приблизительно $m=0,85$, учитывающим долю тепла, уносимого вверх минуя рабочую зону и поэтому не перегревающего ее.

Согласно ОСТ 16.0.684.001-79 для расчета вентиляции электромашиных помещений принимают суммарное количество потерь с запасом в 1,2 раза выше количества потерь фактически выделяемых электрооборудованием, установленным в помещении.

Для отвода из электромашиного помещения 1 кВт потерь требуется воздуха с учетом отвода части тепла ограждающими конструкциями (стенами, крышей и т. п.) $360-480 \text{ м}^3/\text{ч}$, а иногда и более. (Согласно ОСТ 16.0.684.001-79 требуется не менее $500 \text{ м}^3/\text{ч}$ на 1 кВт потерь.)

Количество воздуха, необходимое для вентиляции электромашиных помещений, может быть иногда значительно снижено при применении кондиционеров для вентиляции этих помещений. В этом случае превышенные температуры в рабочей зоне электромашиного помещения определяют не относительно высокой температуры наружного воздуха, а относительно температуры охлажденного воздуха, приготовленного кондиционером, которая всегда ниже наружной. Поэтому можно допустить больший перепад между этой температурой и температурой воздуха в электромашином помещении, а при увеличенном перепаде требуется меньшее количество воздуха для отвода потерь [см. (1-438)].

1-66. ВЫБОР И КОМПОНОВКА ОБОРУДОВАНИЯ

Вентиляционное и относящееся к нему электрическое оборудование выбирают, исходя из обеспечения наилучших условий охлаждения, очистки и увлажнения воздуха, поступающего в электрические машины и электромашиные помещения.

Оборудование располагают так, чтобы обеспечить легкий доступ к нему и удобное его обслуживание. Для монтажа и ремонта оборудования предусматривают устройства для его транспортировки (тали, тележки и т. п.).

Воздухоохладители. Для охлаждения воздуха в системах вентиляции машин применяют поверхностные воздухоохладители типа ВУП, комплектуемые с машинами завода «Электросила», и типа ВО, комплектуемые с машинами ХЭМЗ, и др. Каждый тип воздухоохладителя рассчитан на определенный диапазон отводимых потерь, которые регулируются количе-

ством воды, протекающей через воздухоохладитель.

Воздухоохладители потребляют для отвода 1 кВт потерь в среднем $0,25-0,4 \text{ м}^3$ воды в час при температуре 25°С . Нагрев охлаждающей воды в них не превосходит $2-4^\circ \text{С}$. Воздух, проходящий через них, охлаждается в среднем на 10°С и более.

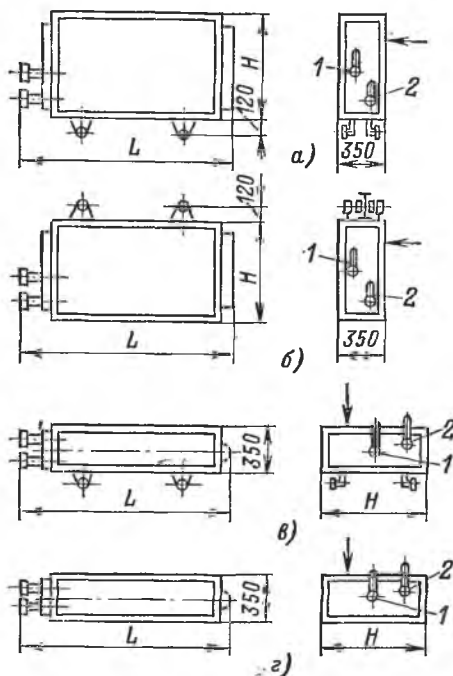


Рис. 1-330. Воздухоохладители типа ВУП (размеры L и H по табл. 1-49).

а — напольный вертикальный; б — подвесной; в — напольный горизонтальный; г — фланцевый; 1 — вход воды; 2 — выход воды.

Стрелками показано направление движения воздуха.

Воздухоохладители типа ВУП (рис. 1-330 и табл. 1-49) выбирают по отводимым потерям и расходу воздуха в зависимости от разности температур t охлажденного воздуха и холодной воды (рис. 1-331). Максимальная температура охлажденного воздуха принимается 40°С .

Разность температур всегда зависит от температуры холодной воды: $t=7^\circ \text{С}$ при температуре воды 28°С и $t=10^\circ \text{С}$ при температуре воды 25°С . При другой разности температур пропорционально меняются отводимые воздухоохладителем потери.

Увеличенные расходы воды и соответственно скорость и потерю давления воды можно допустить, если вода после воздухоохладителей используется для технологических нужд. Воздухоохладители типа ВО (рис. 1-333 и табл. 1-50) выбирают по отводимым потерям и температуре холодной воды (рис. 1-334).

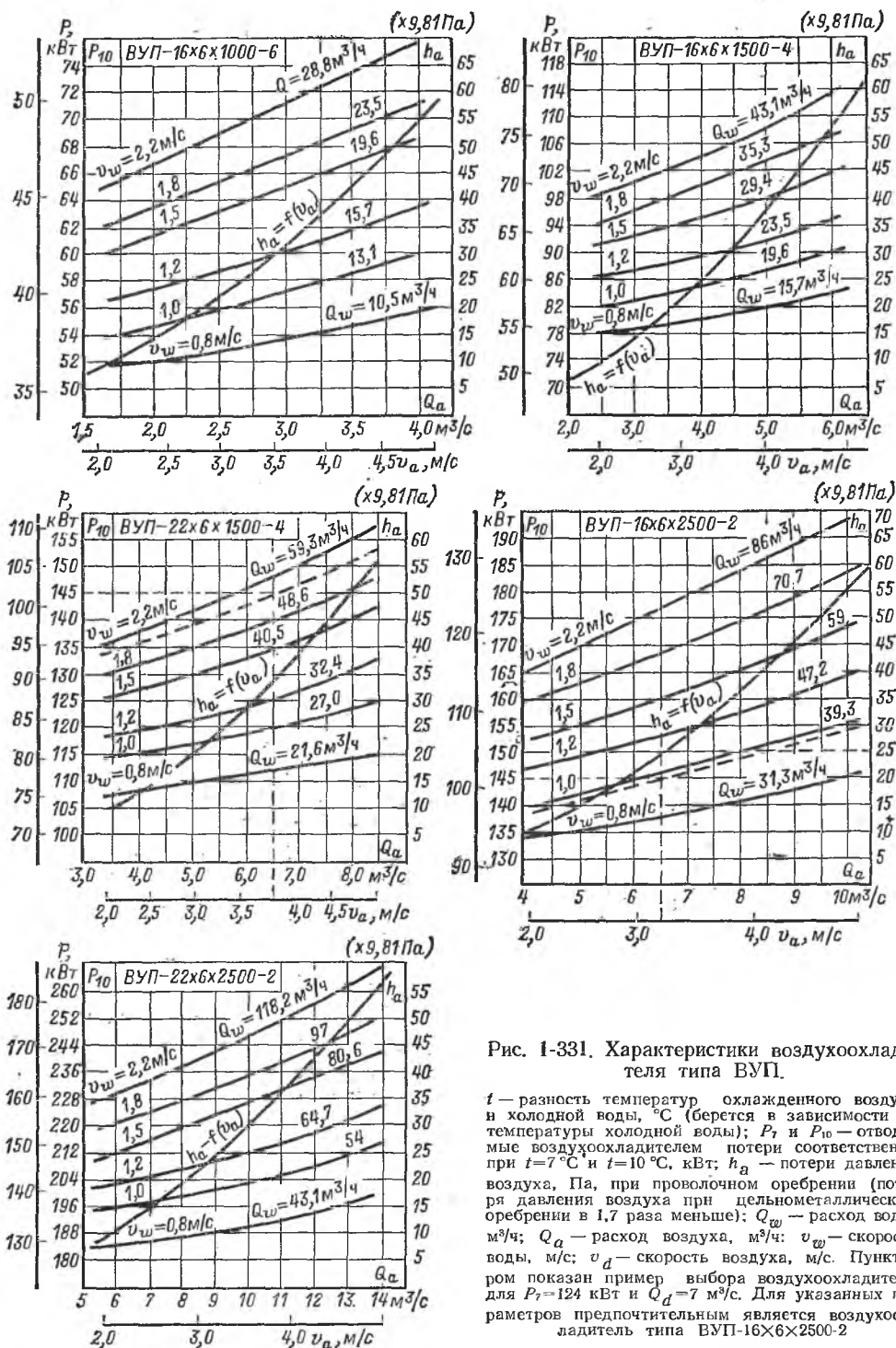


Рис. 1-331. Характеристики воздухоохладителя типа ВУП.

t — разность температур охлажденного воздуха и холодной воды, $^{\circ}\text{C}$ (берется в зависимости от температуры холодной воды); P_7 и P_{10} — отводимые воздухоохладителем потери соответственно при $t=7^{\circ}\text{C}$ и $t=10^{\circ}\text{C}$, кВт; h_a — потери давления воздуха, Па, при проволоочном обрешении (потери давления воздуха при цельнометаллическом обрешении в 1,7 раза меньше); Q_w — расход воды, $\text{m}^3/\text{ч}$; Q_a — расход воздуха, $\text{m}^3/\text{ч}$; v_w — скорость воды, $\text{m}/\text{с}$; v_a — скорость воздуха, $\text{m}/\text{с}$. Пунктиром показан пример выбора воздухоохладителя для $P_7=124$ кВт и $Q_d=7$ $\text{m}^3/\text{с}$. Для указанных параметров предпочтительным является воздухоохладитель типа ВУП-16x6x2500-2.

Выбор воздухоохладителей производится с запасом 10% к их охлаждающей способности для учета ухудшения их работы в периоды между чистками (соглас-

но ОСТ 16.0.684.001-79 этот запас рекомендуется принимать в объеме 25%).

Вентиляторы. Для вентиляционных установок электрических машин и

Таблица 1-49

Технические данные и основные размеры воздухоохладителей типа ВУП (рис. 1-330)

Тип	Отводимые потери, кВт		Масса, кг		Размеры, мм	
	при $t = 7^{\circ}\text{C}$	при $t = 10^{\circ}\text{C}$	без воды	с водой	L	H
ВУП-16×6×1000-6	35—53	52—76	428	484	1428	950
ВУП-16×6×1500-4	54—80	78—115	573	641	1928	950
ВУП-22×6×1500-4	76—110	108—158	684	778	1928	1250
ВУП-16×6×2500-2	93—136	133—194	651	743	2928	950
ВУП-22×6×2500-2	128—188	184—267	856	982	2928	1250

Примечания: 1. Воздухоохладители каждого типа имеют четыре исполнения по рис. 1-330.

2. Масса воздухоохладителей указана для наиболее тяжелого исполнения (подвешного).

3. Пределы отводимых потерь зависят от количества воды, протекающей через воздухоохладитель.

4. Номинальные данные воздухоохладителей приведены для температуры охлажденного воздуха 35°С и холодной воды 25°С. При работе при температурах, отличных от указанных, отводимые потери соответственно корректируют. Когда отвод заданных потерь может быть обеспечен двумя типами воздухоохладителей, то выбирают, как правило, меньший по габаритам тип, если при этом получаются допустимые перепады давлений воздуха и воды, в зависимости от скорости и расхода воды (рис. 1-332).

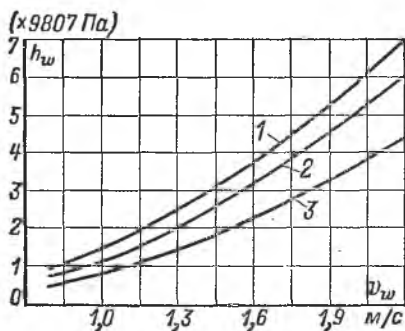


Рис. 1-332. Кривые зависимости потери давления воды h_w в воздухоохладителях от ее скорости v_w .

1 — ВУП-16×6×1000-6; 2 — ВУП-16×6×1500-4 и ВУП-22×6×1500-4; 3 — ВУП-16×6×2500-2 и ВУП-22×6×2500-2.

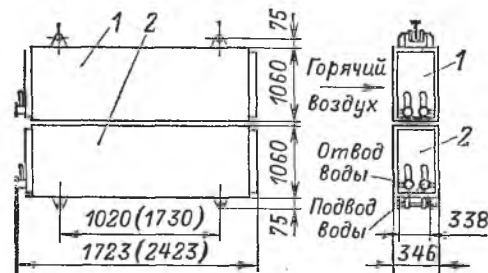


Рис. 1-333. Воздухоохладители типов ВО-100А и ВО-150А.

1 — верхняя секция; 2 — нижняя секция. В скобках даны размеры для воздухоохладителя типа ВО-150А.

электромашинных помещений широко применяют центробежные вентиляторы, более доступные для обслуживания, чем осевые. Они удобны в компоновке, потому что

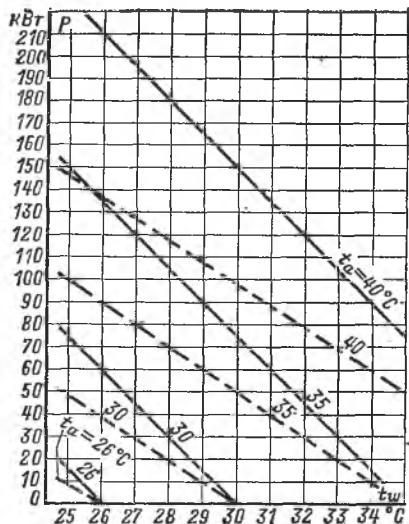


Рис. 1-334. Характеристики воздухоохладителей типов ВО-150А и ВО-100А.

Пунктиром показаны кривые для воздухоохладителя типа ВО-100А. P — отводимые воздухоохладителем потери; t_a — температура воздуха, входящего в машину (обычно 40°С); t_w — температура воды, входящей в воздухоохладитель; при $t_w = 25^{\circ}\text{C}$ и $t_a = 35^{\circ}\text{C}$ гарантируется отвод номинальных потерь соответственно 150 и 100 кВт.

позволяют осуществлять засос и выброс воздуха под углом.

Вентиляторы выбирают по кривым, приведенным в справочниках по вентиляции в зависимости от расхода воздуха и полного давления. При этом нужно стремиться к выбору вентилятора с наибольшим или незначительно отличающимся от него к. п. д.

Таблица 1-50

Технические данные воздухоохладителей типа ВО (рис. 1-333)

Тип	Отводные потери, кВт	Воздух			Вода			Масса (без воды), кг
		Расход, м³/ч	Потеря давления, Па	Температура (выход), °С	Расход, м³/ч	Потеря давления, кПа	Температура (вход), °С	
ВО-100А	100	16 300	284	35	42	22,2	25	655
ВО-150А	150	25 200	290	35	42	28,1	25	805

Полное давление складывается из статического и динамического давлений, Па,

$$H = H_{\text{ст}} + H_{\text{дин}} \quad (1-441)$$

Статическое давление состоит из суммы потерь давлений в оборудовании и воздухопроводах. Потери давления в оборудовании (машинах, воздухоохладителях, фильтрах и т. п.) принимают в соответствии с техническими данными оборудования. Потери давления в машинах зависят от конструкции машины, а также от количества и скорости циркулирующего воздуха и указываются заводом-изготовителем.

Потери давления в воздухопроводах определяют сантехники.

Динамическое давление определяют, Па,

$$H_{\text{дин}} \approx \left(\frac{v}{4} \right)^2 10, \quad (1-442)$$

где v — скорость воздуха, м/с.

Динамическое давление иногда приближенно учитывают коэффициентом 1,2 к статическому давлению.

Потребную мощность двигателя вентилятора определяют, кВт,

$$P_d \approx \frac{QH}{3600 \cdot 102 \cdot 10 \eta_v \eta_{\text{п}}}, \quad (1-443)$$

где Q — расход воздуха, м³/ч; H — полное давление воздуха, Па; η_v — к. п. д. вентилятора; $\eta_{\text{п}}$ — к. п. д. передачи, равный при непосредственном соединении вентилятора с двигателем 1, с помощью муфты — 0,98, клиновыми ремнями — 0,95 и плоскими ремнями — 0,9.

Установленную мощность двигателя вентилятора определяют с учетом коэффициента запаса мощности (обычно $k_a = 1,1$). Мощность двигателя вентилятора принимают ближайшей большей по шкале мощностей двигателей единой серии. Предпочтителен непосредственный привод вентилятора от двигателя. Следует избегать совместной работы двух вентиляторов (параллельной или последовательной) как неэкономичной.

Фильтры. Для очистки от пыли воздуха, охлаждающего электрические машины и электромашинные помещения, применяют фильтры (индивидуальные или в составе кондиционеров). Для установок добавочного воздуха возможно применение масляных самоочищающихся фильтров, использование которых в системах вентиляции электрических

машин нежелательно. Для вентиляции же электрических машин следует применять сухие рулонные фильтры, способные задерживать более мелкую пыль. Технические данные фильтров приведены в справочниках по вентиляции.

Увлажнение воздуха и обогрев машин. Чрезмерно сухой воздух способствует более быстрому старению изоляции машин. При небольшой влажности сильно изнашиваются щетки. Поэтому в ряде установок предусматривают увлажнительные устройства, несколько повышающие влажность воздуха и снижающие его температуру (примерно на 3°С). При этом воздух частично очищается от пыли.

Увлажнение воздуха до 40—60% помогает процессу коммутации машин, благоприятно отражается на состоянии изоляции обмоток машин, так как изоляция при этом менее подвержена высыханию, а также увеличивает долговечность щеток. Избыток или недостаток влаги (менее 2 г/м³) в воздухе, окружающем коллектор, может быть причиной искрения машин.

Для обогрева неработающей машины (во время больших пауз в работе), предотвращения образования конденсационной воды и поддержания изоляции сухой в фундаментах крупных машин устанавливают электропечи (грелки).

Для машин, устанавливаемых в электромашинных помещениях и работающих по замкнутой системе вентиляции, исключаящей забор наружного (холодного) воздуха, установка грелок не требуется, потому что во время останова машин температура воздуха в электромашинном помещении благодаря действующему отоплению не снижается ниже 5°С.

Для машин, установленных в цехе, установка грелок является обязательной.

Обычно применяют грелки типа ПТ-10-2 мощностью 1 кВт, 220 В переменного тока. Грелки однофазные и включаются равномерно в три фазы. Грелки выбирают в зависимости от массы машин: одна грелка для 5 т массы средних машин (массой до 30 т) и 10 т массы крупных машин (массой свыше 30 т).

Воздуховоды. В установку добавочного воздуха должен поступать возможно более холодный и чистый воздух, поэтому целесообразнее засасывать воздух снаружи выше уровня крыши цеха или через шахту, расположенную в тени.

При выборе места вывода воздухозасасывающей шахты наружу следует проверить, не выбрасывается ли поблизости горячий или загрязненный воздух или воздух, насыщенный вредными газами. При этом учитывают преобладающее направление ветров.

Для уменьшения сопротивления движению воздуха воздуховоды выполняют минимальной длины с наименьшим количеством поворотов, без выступающих углов и резких изменений сечений, а также с гладкой поверхностью. Иногда принимают в среднем 0,01 м² сечения воздуховода на 1 кВт потерь.

К. СИСТЕМЫ СМАЗКИ ПОДШИПНИКОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И МЕХАНИЗМОВ. ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ СМАЗКА. ГИДРОСИСТЕМЫ

1-67. СИСТЕМЫ ЖИДКОЙ СМАЗКИ

Оборудование современных металлургических предприятий производительностью 6—8 млн. т в год, особенно с листовым про-

катом, насчитывает 60—100 тыс. узлов трения, работающих в тяжелых условиях. Для смазывания такого количества узлов трения каждый металлургический завод расходует ежегодно от 2 до 7 тыс. т смазывающих материалов 30—50 наименований.

Краткая классификация смазочных систем дана на рис. 1-335. Система жидкой смазки состоит из резервуаров, насосов и фильтров (рис. 1-336, с. 290).

В зависимости от назначения системы могут различаться между собой количеством насосов и фильтров, наличием одного или двух резервуаров, наличием пресс-бака или аккумулятора, а также наличием аппаратуры, контролирующей температуру подшипников и протекание масла через подшипники.

При нормальном давлении в системе работают рабочие насосы, нагнетая масло из резервуара через фильтр в подающий маслопровод к смазываемым точкам, от которых масло стекает по отводящему маслопроводу обратно в резервуар. Один из насосов системы всегда является резервным и в случае снижения давления в подающем маслопроводе автоматически включается и работает одновременно с рабочими насосами.

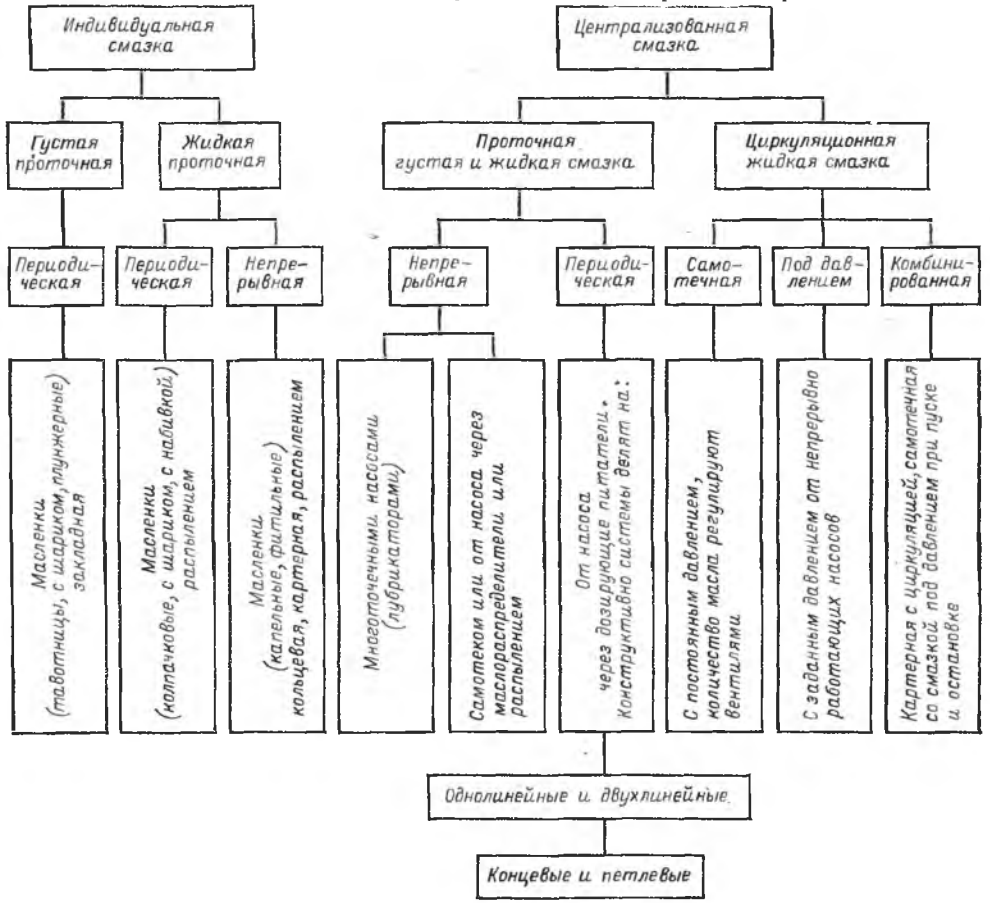


Рис. 1-335. Краткая классификация смазочных систем.

В системах смазки применяют фильтры сетчатые, пластинчатые или дисковые самоочищающиеся и магнитные. Сетчатые фильтры очищают, прокачивая масло в противоположном направлении или продувая его сжатым воздухом. Пластинчатые или дисковые фильтры имеют устройства для очистки в процессе работы.

Электродвигатель фильтра включается автоматически через определенные интервалы времени (примерно через 1—4 ч на 10—15 с). Мощность двигателей фильтров до 1,1 кВт. Применяют также акустические фильтры с электромагнитными вибраторами.

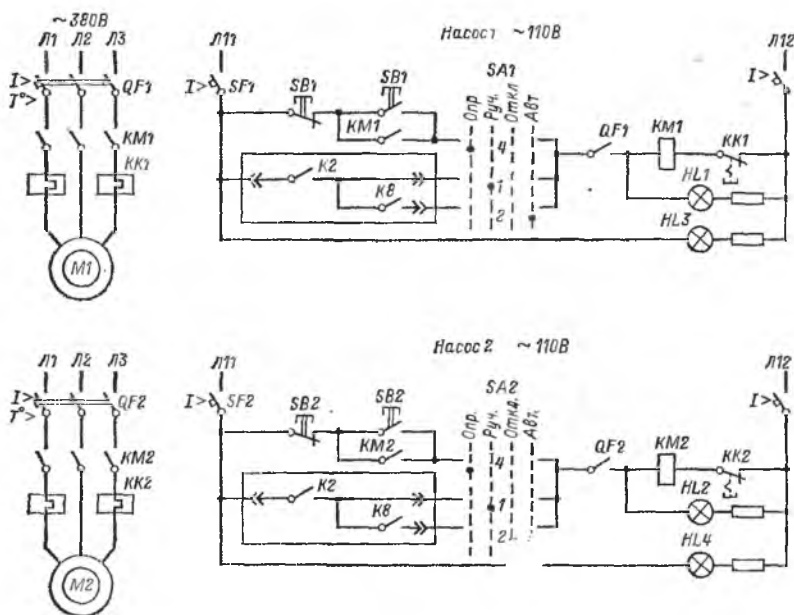
Пресс-баки или аккумуляторы устанавливают в маслосистемах для обеспечения постоянного давления масла в напорном трубопроводе, сглаживания колебаний расхода и кратковременной (2—5 мин) подачи масла в узлы трения в случае внезапного

прекращения работы насоса, что особенно важно для станков горячей прокатки.

Теплообменники служат для охлаждения масла. Температура масла на выходе и воды на входе теплообменника измеряется терморезисторами. Температура охлаждающей воды не должна быть выше 25° С.

Полезную емкость резервуаров принимают равной 25—40- или 60-минутной производительности всех постоянно работающих насосов в зависимости от назначения системы и вязкости масла. Параллельно дну резервуара уложен змеевик для подогрева масла паром.

Централизованные циркуляционные системы жидкой смазки в зависимости от назначения можно разделить на две группы: обслуживающие нормальные узлы трения и зубчатые зацепления, для которых не требуется высокая степень очистки масла



Электроконтактные манометры ЭКМ-1у

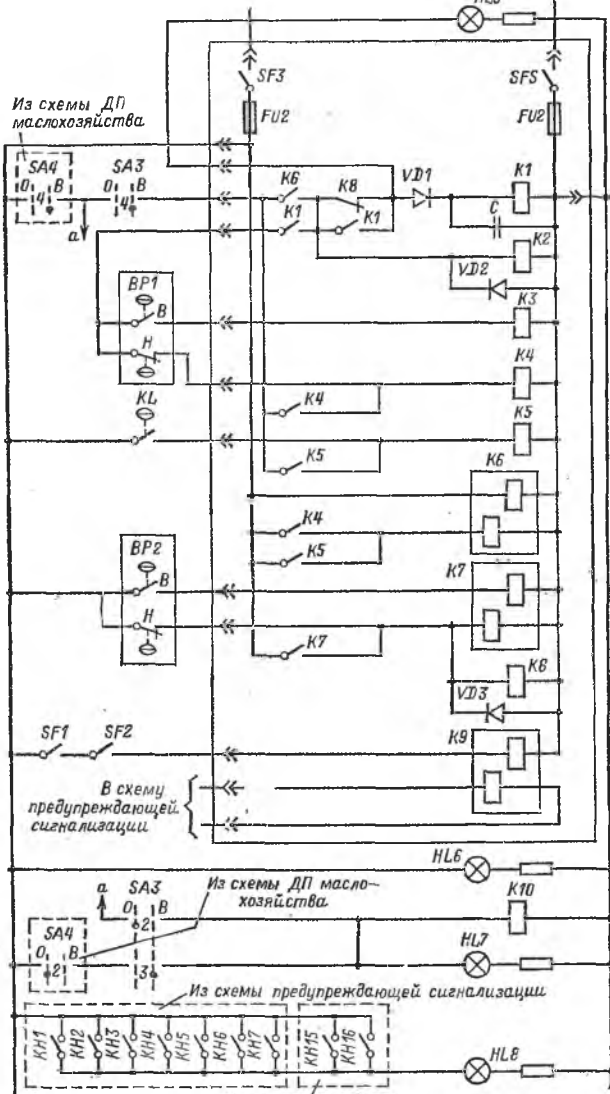
Обозначение манометра	Обозначение контакта	Давление		Назначение цепи
		Низкое давление 1,5	Высокое давление 2,0	
BP2	B			Отключение резервного насоса
	H			Включение резервного насоса, предупреждающий сигнал
BP1	B			Предупреждающая сигнализация
	H			Аварийная сигнализация и отключение насосов

Рис. 1-337. Принципиальная схема

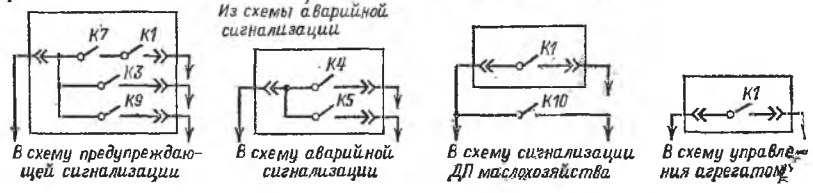
и строгое регулирование давления и температуры масла;
 обслуживающие подшипники жидкостного трения, для которых необходимо обезвоживание масла, высокая степень очистки масла и строгое регулирование давления и температуры масла.

Схема управления системой жидкой смазки (рис. 1-337) должна предусматривать: возможность выбора любого насоса как в качестве резервного, так и в качестве рабочего; автоматическое включение и отключение резервных насосов в функции давления масла в системе; подачу преду-

Цепи автоматики
—4ВВ



Сигнал готовности системы
Защита цепей управления
Готовность системы
Команда на постоянное включение насосов
Высокое давление в системе
Низкое давление в системе
Низкий уровень в резервуаре
Команда на отключение
Верхнее рабочее давление в системе
Низкое рабочее давление в системе
Команда на автоматическое включение
Контроль напряжения
Сигнал несоответствия положения переключателей системы
Указатель вывал



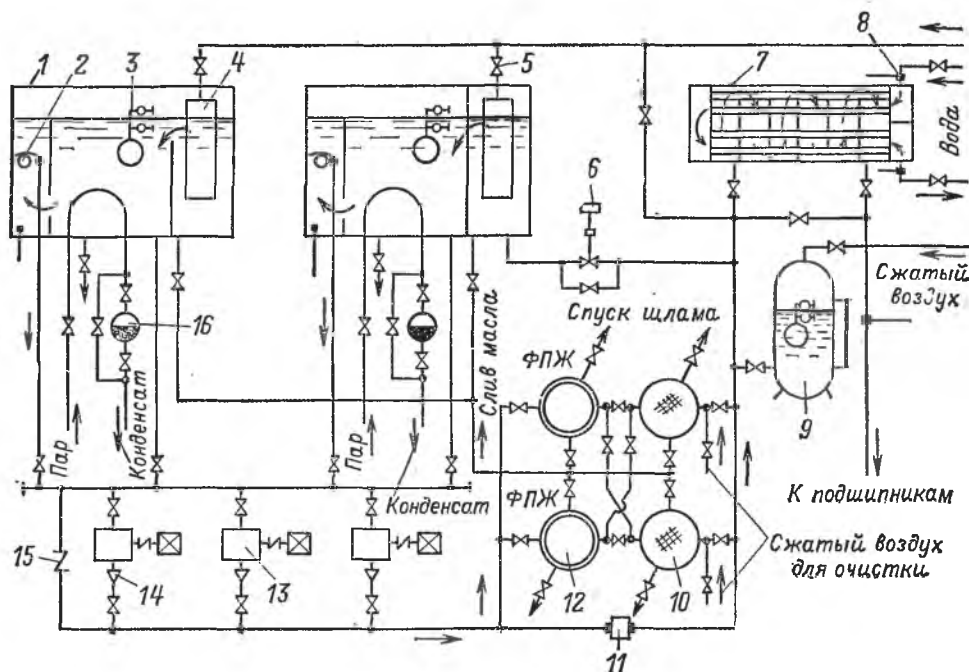


Рис. 1-336. Схема централизованной системы жидкой смазки подшипников жидкостного трения.

1 — резервуар-отстойник; 2 — ноплавковое всасывающее устройство; 3 — сигнализатор уровня масла; 4 — магнитный фильтр; 5 — вентили; 6 — регулятор давления; 7 — маслоохладитель; 8 — термо-резистор; 9 — пресс-бак; 10 — фильтр сетчатый; 11 — переключный клапан; 12 — фильтр пластинчатый; 13 — насосная установка; 14 — насосы; 15 — предохранительный клапан; 16 — конденсационный горшок.

преждающего сигнала при высоком давлении и аварийного сигнала при недопустимо низком давлении в системе; подачу импульса на отключение ответственных приводов при аварийно низком давлении масла в системе и при отсутствии масла в резервуаре; автоматическое периодическое включение двигателей фильтров; подачу предупреждающего сигнала при засорении фильтра, что определяется увеличением разности давления на входе и выходе его, контроль минимального давления и протекания струи масла на подшипниках жидкостного трения; контроль температуры масла, выходящего из подшипников электрических машин; автоматическое управление охлаждением масла в теплообменниках, если его температура отклоняется от установленной нормы (обычно 35—40° С — летом, 60—70° С — зимой).

Для периодической очистки масла от воды и мельчайших частиц грязи предусматривают маслоочистительные машины (сверхцентрифуги, сепараторы) с электроподогревателями мощностью до 25 кВт.

В схемах управления системой жидкой смазки может использоваться как контактная, так и бесконтактная аппаратура или устройства свободного программирования.

1-68. СИСТЕМЫ ГУСТОЙ СМАЗКИ

В отличие от жидкой смазки густая подается периодически через определенные промежутки времени к большому количеству точек.

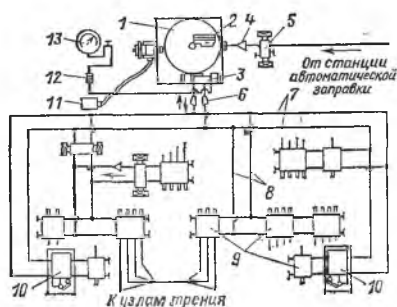


Рис. 1-338. Схема автоматической системы густой смазки концевой типа.

1 — станция; 2 — конечный выключатель; 3 — золотниковый клапан; 4 — обратный клапан; 5 — золотник; 6 — фильтр; 7 — магистральные трубопроводы; 8 — отводные трубопроводы; 9 — питатели; 10 — клапан давления; 11 — прибор КЭП; 12 — демпфер; 13 — манометр самопишущий.

В зависимости от количества магистральных маслопроводов и конструкции питателей различают двухлинейные и однолинейные системы густой смазки. По способу разводки маслопроводов и способу переключения подачи смазки из одной магистрали в другую системы густой смазки разделяют на концевые и петлевые, а по способу привода станций — на ручные, электрические и пневматические.

Станции концевой типа (рис. 1-338) применяют преимущественно в тех случаях, когда оборудование расположено линейно на участках большой протяженности.

Система густой смазки работает следующим образом: при включении двигателя насос начинает подавать смазку в одну из двух магистралей — первую или вторую в зависимости от положения реверсивного клапана (например, в первую магистраль). Давление в первой магистрали повышается, и при определенном его значении срабатывают все питатели.

При давлении в магистрали 2—7 МПа срабатывает клапан давления, установленный в конце каждого магистрального тупика, который воздействует на конечный выключатель, последний отключает электродвигатель станции и замыкает цепь одного из электромагнитов реверсивного клапана, переключающего подачу смазки из одной магистрали в другую. При этом система во время пауз не находится под давлением. При следующем пуске станции от руки или автоматически насос нагнетает смазку по другой магистрали.

Для коротких и неразветвленных систем применяют петлевую систему густой смазки.

К особенностям схем управления системами густой смазки можно отнести следующее (рис. 1-339):

переключение реверсивного клапана немедленно после остановки насоса в целях разгрузки магистралей;

кратковременное включение электромагнитов реверсивного клапана с целью защиты их от сгорания при неполном втягивании; сигнализация о затянувшейся паузе в работе насоса, что может произойти вследствие несрабатывания клапанов давления; сигнализация о затянувшейся работе двигателя насоса;

исключение возможности включения насоса при пустом резервуаре;

подача сигнала на автоматическое включение насоса централизованной заправки для заполнения резервуара, если уровень смазки в нем понизился до минимума;

подача предупредительного сигнала при низком или высоком уровне смазки в резервуаре (от путевого выключателя поршня).

технологическую смазку полосы входной 5%-ной эмульсией с температурой 40—45 °С, которую подают с входной стороны каждой клетки.

Эмульсионные циркуляционные системы в принципе не отличаются от смазочных. Различие заключается в более высокой производительности, давлении у сопел, емкости резервуаров, а также тщательном отстое и фильтрации.

При холодной прокатке жести на пяти-, шестиклетьевых станах применяют отдельное охлаждение валков и смазку полосы. Технологической смазкой обычно является дисперсия воды с пальмовым маслом с температурой 70 °С в пропорции 5:1. Подача технологической смазки осуществляется не циркуляционными системами с входной стороны клетки на полосу, а охлаждающая вода подается на валки с обеих сторон клетки.

С учетом того, что пальмовое масло — дефицитный и дорогостоящий материал, количество подаваемой технологической смазки на полосу должно регулироваться в зависимости от скорости прокатки за счет изменения частоты вращения электродвигателей подающих насосов. Регулирование скорости каждого работающего насоса осуществляется отдельно в зависимости от скорости предыдущей клетки, т. е. по скорости полосы в межклетьевом промежутке.

1-70. ГИДРОСИСТЕМЫ

Гидросистемы предназначены для подачи рабочей жидкости под давлением к гидроприводам различных механизмов. Насосно-аккумуляторные станции, состоящие обычно из нескольких гидросистем, размещают в отдельных помещениях или совмещают с маслоподавателями.

Гидросистемы снабжены гидроаккумуляторами на большую емкость и работают в автоматическом режиме от сигнализаторов уровня типа СУМ-34, установленных на колонках аккумуляторов.

Усилители сигнализаторов уровня устанавливают в шкафах вблизи колонок СУМ-34 (не далее 100 м). Для обеспечения нормальной работы усилителей кабели связи датчиков с усилителями должны быть экранированными.

Количество насосов в гидросистеме зависит от производительности системы и может быть различным (два—пять, иногда и более). Мощность электродвигателей насосов 30 кВт и выше.

Диаграмма автоматической работы гидросистемы задается технологиями.

На рис. 1-340 показана схема управления насосами гидросистемы и разгрузочно-предохранительными клапанами.

Схема управления гидросистемой должна предусматривать: возможность выбора каждого насоса как в качестве резервного, так и в качестве рабочего, автоматическую работу гидросистемы в функции уровня масла в аккумуляторе, подачу аварийных сигналов при минимальном давлении в ак-

1-69. ЭМУЛЬСИОННЫЕ СИСТЕМЫ. ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ СМАЗКА

При холодной прокатке полос толщиной 0,5 мм и более на трех- и четырехклетевых станах применяют охлаждение валков и 19*

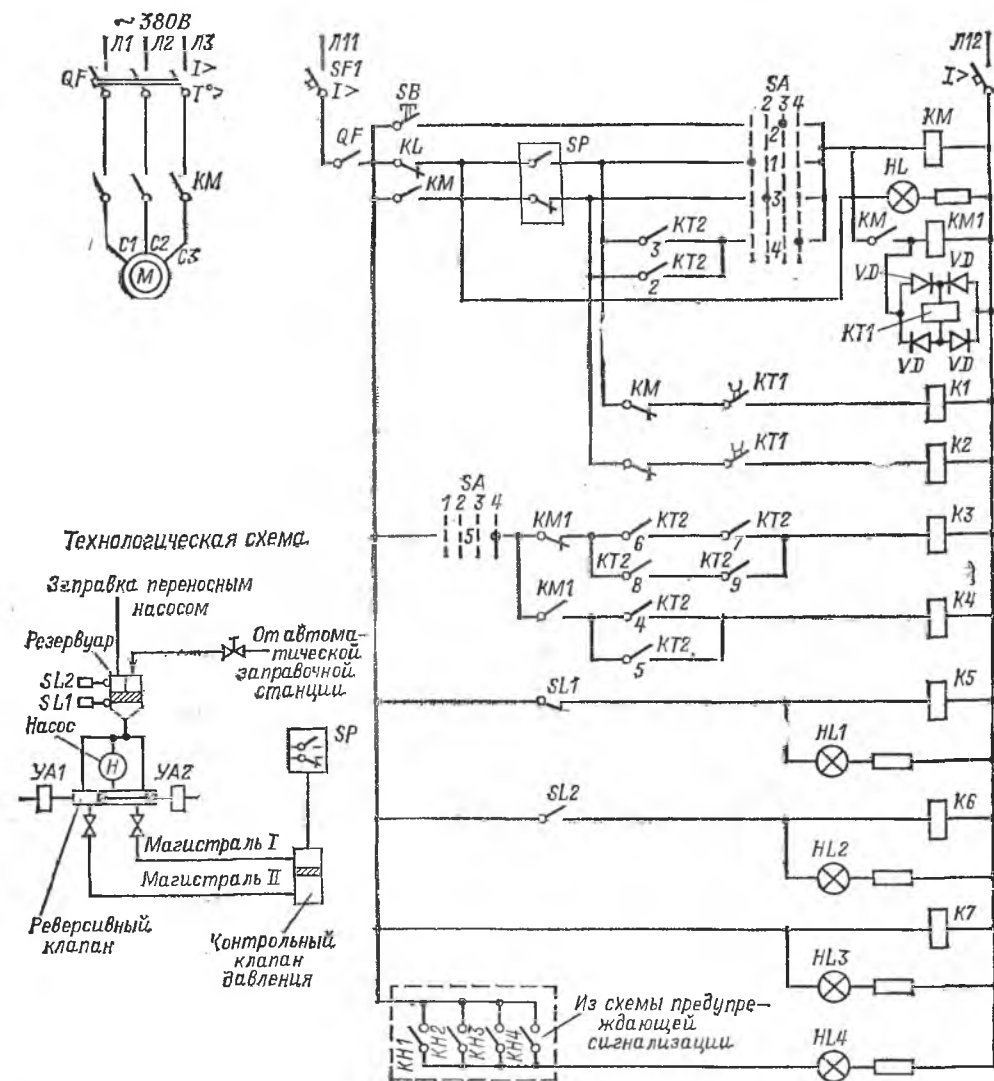


Рис. 1-339. Принципиальная схема управле

кумуляторе, нижнем уровне в резервуаре, нижнем и верхнем уровне в аккумуляторе и предупреждающего сигнала верхнего уровня в резервуаре.

Схемы управления гидросистемой могут выполняться как на релейно-контактной, так и на бесконтактной аппаратуре.

1-71. ЦЕНТРАЛИЗОВАННОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИСТЕМАМИ СМАЗКИ И СИГНАЛИЗАЦИЯ

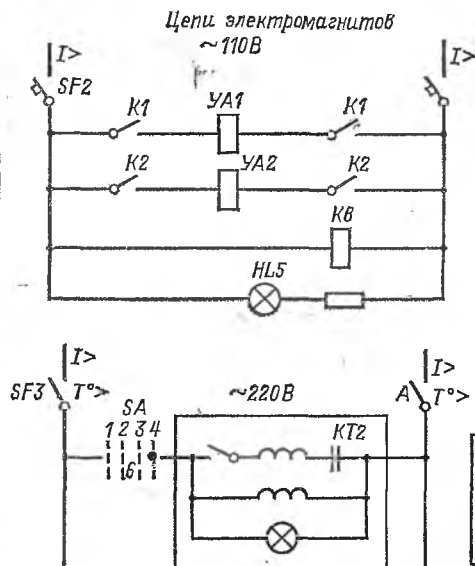
Размещение оборудования масляного хозяйства. Системы смазки располагают преимущественно в подвальных помещениях, что дает экономную производственной

площади в цехе, максимально приближает системы к обслуживаемому оборудованию и позволяет осуществлять слив масла в резервуары систем самотеком. Максимальная протяженность магистральных трубопроводов в одном направлении обычно не превышает 120 м, а заглубление масляного подвала — 8 м от уровня пола цеха.

Помещение подвала масляного хозяйства является пожароопасным. Исходя из этого, для систем смазки применяют двигатели закрытого исполнения.

Щиты станций управления для двигателей систем смазки выносятся в отдельное помещение обычно рядом с подвалом. При этом сообщение подвала с этим помещением осуществляется через общий тамбур. Менее

Управление насосом и реверсивным клапаном	
Реле импульсного включения электромагнитов реверсивного клапана	
Магистраль I	Переключение реверсивного клапана
Магистраль II	
Затянувшаяся пауза в работе насоса	
Затянувшаяся работа насоса	
Нижний уровень смазки в резервуаре	
Верхний уровень смазки в резервуаре	
Контроль напряжения	
Блинкаер выпал	

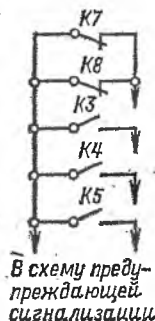


Магистраль I	Электромагниты реверсивного клапана
Магистраль II	
Контроль напряжения	

Командный прибор

КТ2—Командный электропневматический прибор

КЭП-12У				
№ цепи	Цикл			Назначение цепи
	0°	180°	360°	
2				Автоматическое отключение насоса
3				
4				Затянувшаяся работа насоса
5				
6				Затянувшаяся пауза в работе насоса
7				
8				
9				
10-12				Не используется



В схему предыдущей сигнализации



В схему запорного вентиля автоматической заправки

ния системой густой смазки конечного типа,

желательной является установка станций управления в электромашином помещении (ЭМП). Соединять подвалы ЭМП и масляного хозяйства не разрешается.

Вся аппаратура управления и сигнализации, устанавливаемая в пределах подвала масляного хозяйства, размещается в навесных шкафах с уплотнением исполнения ИР41. Шкафы выполняют отдельными для каждой системы и устанавливают вблизи них.

Все маслоподвалы должны быть без постоянного обслуживающего персонала. Обслуживание смазочного оборудования производить только во время профилактических и других ремонтов и при периодической проверке оборудования. Централизо-

ванное управление масляным хозяйством может быть выполнено при условии выноса показаний различных технологических параметров (уровень масла в резервуаре, давление и температура масла в магистрали и т. п.) на диспетчерский пункт маслохозяйства или центральный пункт смазки (ЦПС), так как управление и в особенности первоначальный пуск системы требуют наблюдения за указанными параметрами. Исходя из конкретных условий, возможно применение малопроводной телемеханической системы управления всем маслохозяйством из одного центрального пункта и многопроводной системы управления с дистанционным управлением и соответствующей сигнализацией.

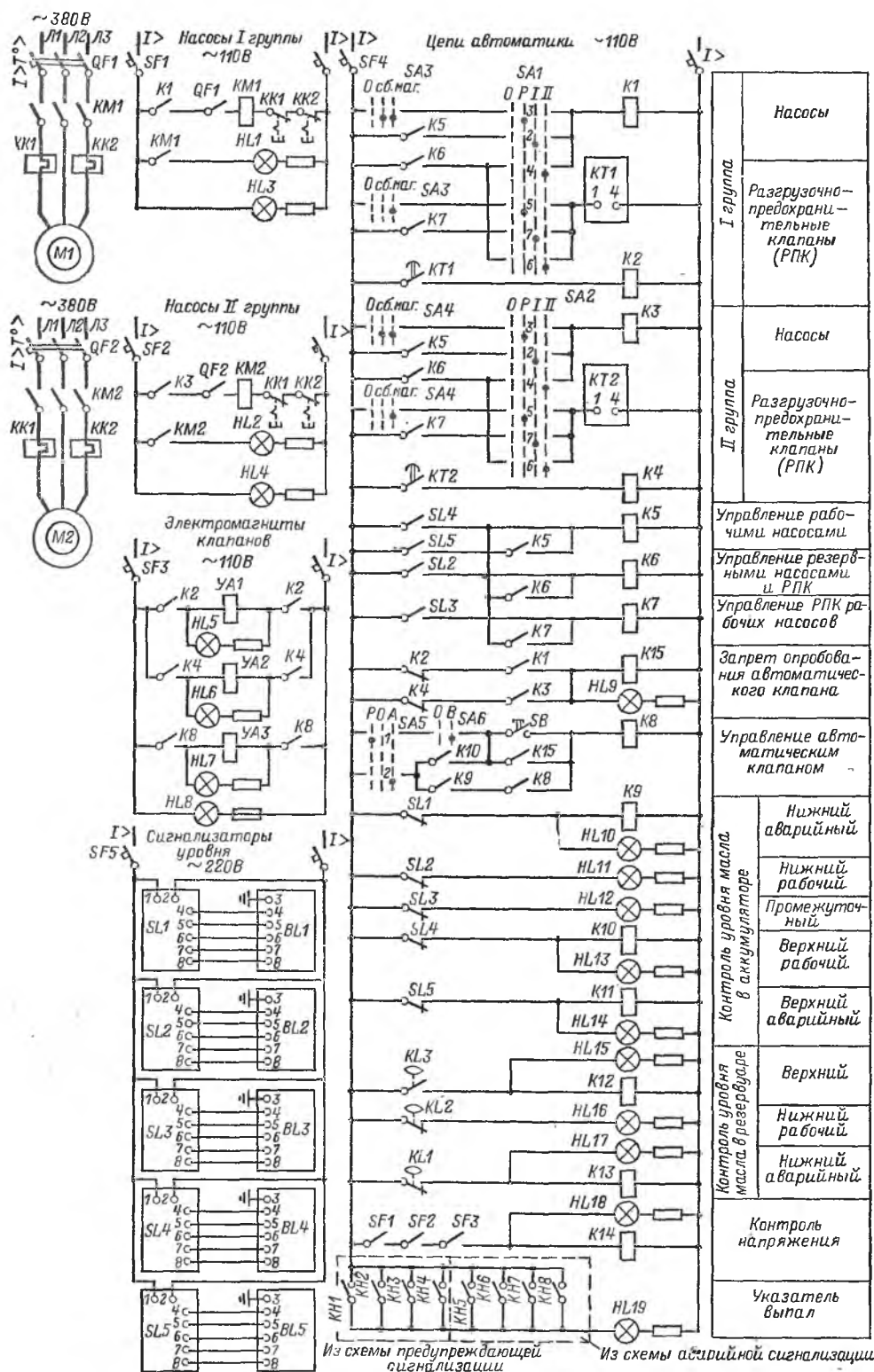


Рис. 1-340. Принципиальная схема управления гидросистемой.

Оптимальное расположение центрального пункта управления маслохозяйством— нулевая отметка с приближением к маслоподвалам с наиболее ответственными системами смазки (обслуживающие подшипники жидкостного трения непосредственно стана и т. п.).

Рациональный объем информации, передаваемой на диспетчерский пункт маслохозяйства, определяется при проектировании конкретных объектов (станы холодной прокатки, станы горячей прокатки и т. д.).

Диаграмма работы сигнализаторов уровня СУМ-34

Обозначение контакта	Уровень масла в аккумуляторе					
	Нижний аварийный	Нижний рабочий	Промежуточный	Верхний рабочий	Верхний аварийный	
SL5						
SL4						
SL3						
SL2						
SL1						

Рабочие насосы						
Резервные насосы						
Разгрузочно-предохранительные клапаны рабочих насосов						
То же резервных насосов						
Автоматический клапан						

Л. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ ПОМЕЩЕНИЯ

1-72. КОМПОНОВКА ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПОМЕЩЕНИЙ

При компоновке электрооборудования следует выявить возможность его размещения открыто в цехе или в шкафах, максимально приближенных к механизмам. При отсутствии такой возможности следует рассмотреть целесообразность сооружения специальных электромашинных помещений.

От компоновочных решений зависят объемы и стоимость сооружения, а также общая протяженность электрических коммуникаций. При размещении электрооборудования в электромашинных помещениях необходимо выявить все электрооборудование, которое нужно разместить, и выяснить все электрические связи между оборудованием и соподчинение его между собой, т. е. необходимую последовательность его установки с целью добиться близости расположения оборудования, относящегося к одному или группе приводов, а также более коротких электрических связей.

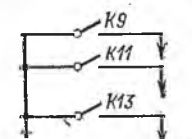
Компоновку следует решать сначала в целом, а затем в деталях, т. е. вначале необходимо расположить основное крупное электрооборудование, а затем второстепенное более мелкое оборудование.

Выбор места для расположения электромашинного помещения и размещение в нем электрооборудования должны обеспечивать близость к технологическому оборудованию, удобство и безопасность обслуживания машин и аппаратуры, легкость управления, хороший обзор, доступность для осмотра, ремонта и замены, а также возможность транспортировки оборудования при монтаже и эксплуатации.

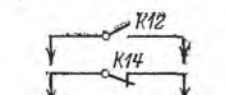
Обычно электромашинные помещения располагают вблизи и вдоль технологических агрегатов. Это позволяет приблизить оборудование, установленное в электромашинном помещении, к электрооборудованию, расположенному в цехе, и тем уменьшить длину соединительных проводов и кабелей.

Электромашинные помещения обычно строят с подвалом, в котором размещают оборудование, не требующее постоянного надзора: щиты вспомогательных устройств, вентиляционные установки и т. п., а также со специальными кабельными этажами.

Во многих цехах различных отраслей промышленности скапливается большое количество пыли. Например, металлургические цехи характеризуются наличием токопроводящей пыли. Кроме того, температура окружающей среды во многих местах цеха может оказаться высокой. Поэтому крупные электрические машины и относящиеся к ним электрооборудование, особенно аппаратуру, следует размещать в отдельных, изолированных от цеха электромашинных помещениях (рис. 1-341). Они в большей мере



В схему аварийной сигнализации.



В схему предупредительной сигнализации.

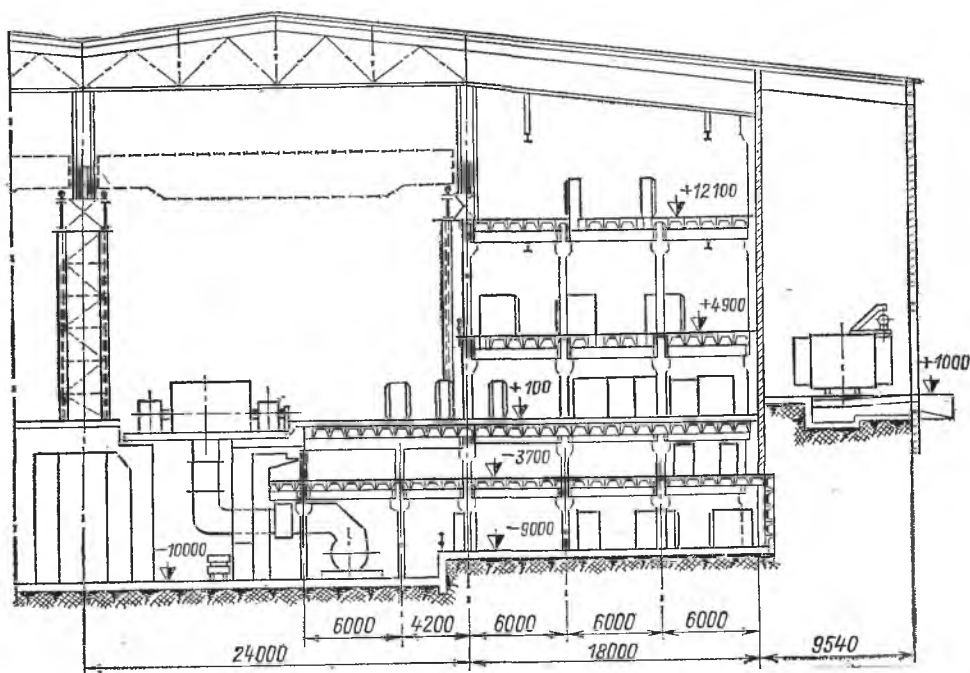


Рис. 1-341. Электромашинное помещение. Разрез.

обеспечивают чистую, сухую и изолированную площадь для установки электрооборудования.

В некоторых производствах (в частности, в прокатном) практикуется поднятие уровня расположения рабочих площадок цехов (на 5—6 м над уровнем земли). Образующийся при этом технический этаж используют для размещения масляных подвалов, технологических трубопроводов, электропроводок, электрического оборудования (электромашинных помещений, помещений станций управления) и других хозяйств цеха. При таком расположении оборудования не требуются подвальные помещения.

В некоторых отраслях промышленности, например автомобильной, в которой имеются цехи большой протяженности, сооружают специальные энергетические «вставки», где размещают открыто или закрыто все основное энергетическое и электрическое оборудование. От этих «вставок» (обычно поперечных пролетов — этажерок) прокладывают различные цеховые сети, в том числе разветвленные сети шинпроводов для питания электрических нагрузок. Такая система в меньшей мере препятствует изменению технологии производства и возможной перепланировке оборудования в процессе эксплуатации.

При компоновке следует предусматривать возможность некоторого увеличения количества оборудования в процессе эксплуатации цеха, т. е. следует оставлять место для предполагаемого развития.

Осмотр, ремонт или замена электрообо-

рудования требуют дополнительных свободных площадей, обеспечивающих удобный доступ к этому оборудованию. При этом следует учитывать, что ремонт значительного количества крупного оборудования, перевозка которого затруднена, производится на месте установки.

Для более полного использования пространства помещения следует устраивать балконы (антресоли), на которых устанавливать часть оборудования. Возможно также располагать оборудование на двух или более этажах.

Для определения высоты машинного помещения при наличии в нем крана необходимо установить минимальную высоту от пола до максимально поднятого крюка подъемного приспособления с учетом оборудования, установленного на пути транспортировки.

Рекомендуется шире практиковать установку крупного электрооборудования, электротехнических устройств, надежно противостоящих сдвигу и опрокидыванию при наиболее неблагоприятных условиях эксплуатации без предварительной подготовки опорных поверхностей и без закладных частей.

Следует предусматривать общую сторону обслуживания для ряда оборудования, т. е. фасадная сторона этого оборудования должна обслуживаться из одного прохода. Основные проходы обслуживания желательно выполнять прямолинейными (сквозными). Если устраивают поперечные проходы (поперек основных продольных проходов), то

их следует делать сквозными через все или несколько рядов оборудования.

Ширину проходов между электрическими машинами, а также между машинами и стеной и наиболее выступающими частями машин или фундаментов принимают не менее 1 м. Допустимо местное сужение проходов выступающими частями машин или здания до 0,6 на участке не более 0,5 м.

Проход между машиной и стеной здания или между рядом установленными машинами может быть принят не менее 0,3 при высоте машин до 1 м и 0,6 м при высоте машин более 1 м. Эти размеры следует проверять с учетом возможности демонтажа машин.

Ширину прохода обслуживания между машинами и фасадом щитов, пультов или шкафов принимают не менее 2 м (до закрытой двери шкафа).

Центральный проход шириной около 3 м позволяет лучше обзирать оборудование, находящееся в электромашинном помещении. Остальные проходы могут быть минимально допустимой ширины.

Перекрытие подвала электромашинного помещения рекомендуется рассчитывать, исходя из расчетных нагрузок от установленного оборудования. Для возможности его ремонта вблизи установки может потребоваться перекрытие, рассчитанное на нагрузки более 20 кН/м².

Монтажные площадки рассчитываются на нагрузку 40 кН/м² и более. Нагрузку на монтажную площадку следует проверять по наиболее тяжелой части оборудования, например ротора наибольшей по массе машины. Однако, чтобы не усложнять перекрытие, большие нагрузки в районе монтажной площадки задавать нежелательно. В этих случаях лучше принимать меры к распределению нагрузок на большую площадь. Места размещения якорей крупных электрических машин на монтажных площадках рассчитывают особо.

В соответствии с существующими правилами и нормами допускается опирание перекрытия электромашинного помещения на фундаменты электрических машин. Однако по условиям вибрации возможность опирания перекрытия на эти фундаменты должна подтверждаться строительными проектными организациями.

Для удобства эксплуатации в электромашинных помещениях предусматривают ряд подсобных помещений. Сооружение фонарей в перекрытии электромашинного помещения недопустимо. В электромашинных помещениях предусматривают рациональную цветовую отделку поверхностей.

При компоновке электромашинных помещений следует стремиться располагать устройства управления, измерения, сигнализации и контроля за работой оборудования и автоматики в помещениях с комфортными условиями. Для транспортировки, монтажа и ремонта оборудования, установленного в электромашинном помещении, предусматри-

вают подъемно-транспортные приспособления.

В электромашинных помещениях с тяжелым оборудованием, например в электромашинных помещениях прокатных цехов, обычно предусматривают тупиковые въезды железнодорожных путей. Иногда ограничиваются специальной тележкой для передачи оборудования из цеха в электромашинное помещение.

Не следует предусматривать обслуживание общим краном цехового пролета и пролета электромашинного помещения. Для транспортировки оборудования от монтажной площадки к месту его установки в крупных электромашинных помещениях предусматривают кран или кран-балку. При этом для крупных электрических машин учитывают не общую массу машины, а массу ее наиболее тяжелой части.

Для электромашинных помещений, в которых установлены крупные машины или другое крупноблочное оборудование массой свыше 5 т, установка крана является обязательной. Зону работы крана можно в некоторых случаях ограничить только районом расположения крупных машин и монтажных площадок, что позволяет использовать объем ЭМП (не обслуживаемый краном) для многоярусной компоновки электрооборудования. При установке в электромашинном помещении только статических преобразователей достаточно предусмотреть кран-балку. Если масса наиболее тяжелых частей оборудования, устанавливаемого в электромашинном помещении, не превышает 3 т, то можно не устраивать постоянных приспособлений для его транспортировки. В этом случае можно использовать самодельную тележку или кран-балку. Для обслуживания оборудования, установленного вне зоны действия крана, предусматривают приспособления для транспортировки (тельферы, тали и др.). В многостажных электромашинных помещениях, когда разность в отметках перекрытий достигает 10 м и более, необходимо предусматривать грузовые лифты.

Для транспортировки краном оборудования с первого этажа электромашинного помещения в подвал предусматривают люки. Для удобства пользования их желательно расположить вблизи въездов в электромашинное помещение и около монтажных площадок, а также в местах скопления оборудования, установленного в подвале. Размеры люка должны обеспечивать подъем и опускание через него любого установленного в подвале оборудования. На каждые 25—30 м длины электромашинного помещения предусматривают один люк.

Для обеспечения пожарной безопасности электромашинных помещений проектировщики-электрики выдают специализированной организации технические требования на устройство пожарной сигнализации и средств пожаротушения.

Места расположения оборудования и трубопроводов стационарных систем пожа-

ротушения организация, проектирующая противопожарные мероприятия, согласовывает с организацией, разрабатывающей электрическую часть проекта.

1-73. РАЗМЕЩЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Крупные машины (двигатели), сопряженные с механизмами, устанавливают (в зависимости от окружающей среды и исполнения машин) открыто вблизи технологического оборудования или в электромашином помещении.

Крупные машины, например прокатные двигатели и машинные агрегаты, устанавливают на фундаментах, опирающихся на грунт (рис. 1-342 и 1-343). Небольшие агрегаты устанавливают на цокольных фундаментах, опирающихся на перекрытие (рис. 1-344).

Если верхняя отметка фундамента машины поднята или опущена по отношению к отметке пола более чем на 400 мм, то вокруг машины предусматривают площадку шириной не менее 600 мм, огороженную перилами. Задание на разработку строительной части фундамента этих машин выдают строительным проектным организациям.

Фундаменты машин, опирающиеся на грунт, обычно выполняют с фундаментной ямой для подвода шин и кабелей, осуществления вентиляции и расположения различ-

ной аппаратуры. В фундаментных ямах крупных машин желательно предусматривать площадки для обслуживания коллектора, щеток и выводов машин. В стенах фундамента выполняют проемы для шин, проводов, вентиляции и входа. Для подачи смазки к подшипникам электрических машин вдоль фундамента машины или агрегата предусматривают канал.

Если нагрузка от агрегата, установленного на цокольном фундаменте, превышает нагрузку, на которую обычно рассчитывают перекрытие электромашинного помещения, в подвале под агрегатом устанавливают колонки или перекрытие усиливается иным способом. Крупные электрические машины и агрегаты поставляют на фундаментных плитах, которые жестко связывают с фундаментом в процессе монтажа машин с помощью фундаментных болтов. Фундаментные болты, как правило, поставляют заводы-изготовители комплектно с машинами и вращающимися преобразовательными агрегатами.

В зависимости от способа крепления машин к фундаментам существует несколько исполнений крепления и фундаментных болтов (ОСТ16.0.800.427-77).

Действующие на фундамент нагрузки бывают двух видов: статические, определяемые массой отдельных частей машины, и динамические, определяемые вращающимися моментами при коротком замыкании. Обычно эти нагрузки указывают на габаритных

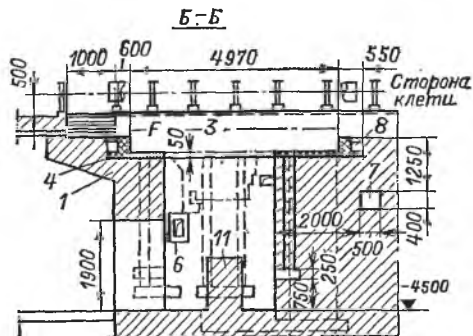
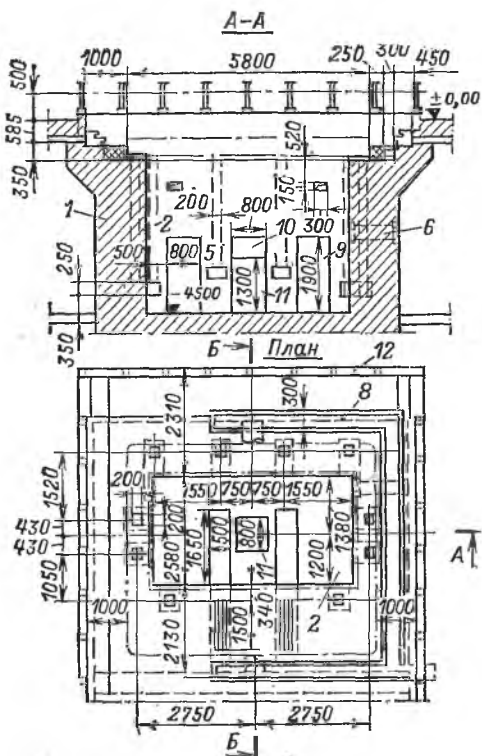


Рис. 1-342. Фундамент прокатного двигателя.

1 — фундамент; 2 — фундаментная яма; 3 — фундаментная плита; 4 — бетонная подливка; 5 — карман для фундаментного болта; 6 — проем для шин; 7 — проем для кабелей; 8 — канал маслопроводов; 9 — проем для воздуха; 10 — вход в фундамент; 11 — подставка для домкрата; 12 — перила.

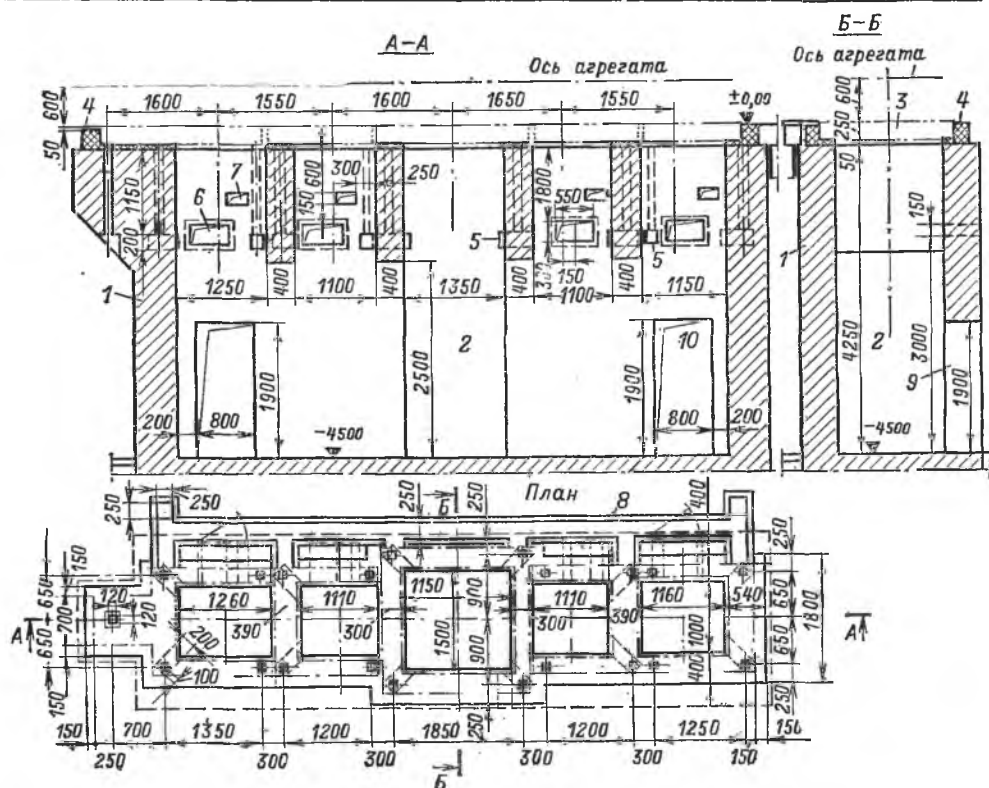


Рис. 1-343. Фундамент преобразовательного агрегата.

1 — фундамент; 2 — фундаментная яма; 3 — фундаментная плита; 4 — бетонная подливка; 5 — карман для фундаментного болта; 6 — проем для ши; 7 — проем для кабелей; 8 — канал для маслосопроводов; 9 — проем для воздуха; 10 — вход в фундамент.

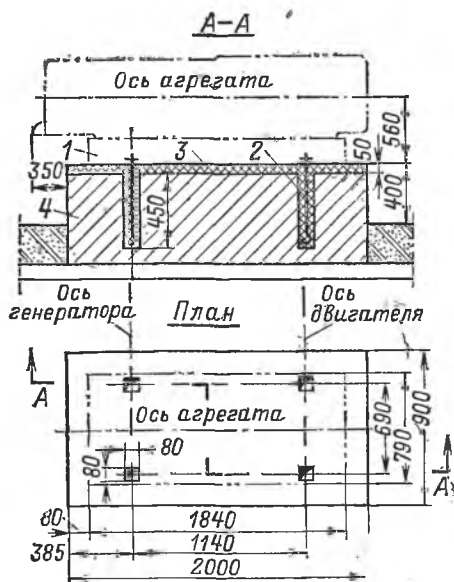


Рис. 1-344. Цокольный фундамент преобразовательного агрегата.

1 — фундаментная плита; 2 — фундаментный болт; 3 — подливка; 4 — фундамент.

чертежах машин заводы-изготовители, и при выполнении электриками строительного задания на фундамент следует лишь проверить правильность указанных нагрузок.

Динамическая нагрузка может быть приложена в зависимости от направления вращения машины вверх или вниз и поэтому указывается со знаком плюс и минус.

Оба вида нагрузок — статические и динамические — должны быть учтены при наиболее неблагоприятных условиях как сумма статических и динамических нагрузок. При этом учитывают, что динамические нагрузки кратковременны.

М. ПОМЕЩЕНИЯ СТАНЦИЙ УПРАВЛЕНИЯ И ПОСТЫ УПРАВЛЕНИЯ

1-74. ПОМЕЩЕНИЯ СТАНЦИЙ УПРАВЛЕНИЯ

В один щит целесообразно собирать станции, относящиеся к электрооборудованию определенного технологического участка производства. При этом щиты желательнее комплектовать еще и по роду тока, так

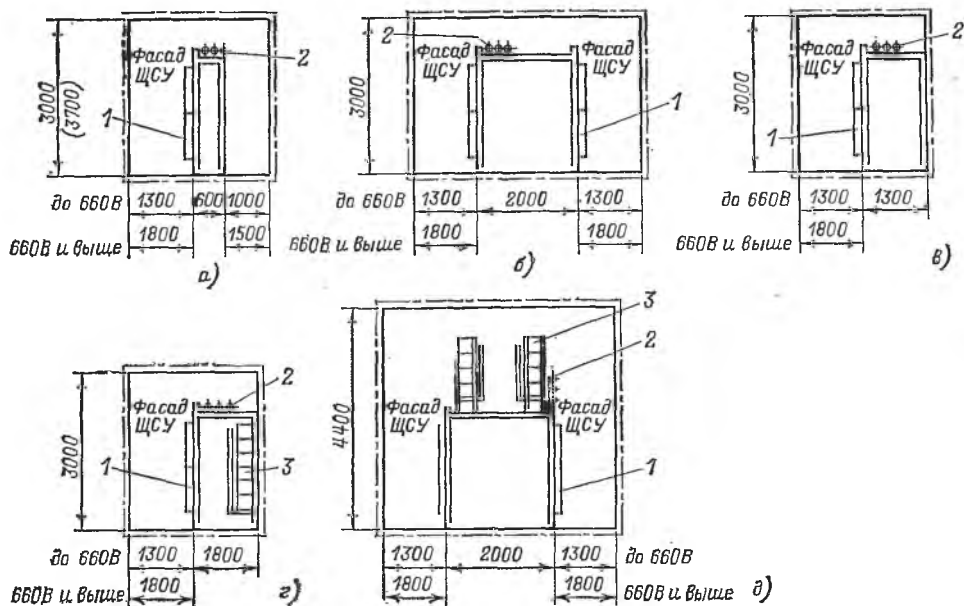


Рис. 1-345. Минимальные габариты помещений для щитов станций управления.

а — щит отдельно стоящий односторонний; б — щит отдельно стоящий двусторонний; в — щит прислонный; г — щит прислонный (со стеллажами для ящиков сопротивлений); д — щит отдельно стоящий двусторонний (со стеллажами для ящиков сопротивлений); 1 — щит станций управления; 2 — сборные шины; 3 — ящики сопротивлений (на рис. 1-345, а размер в скобках указан для случая установки над щитом до трех ящиков сопротивлений).

как это создает дополнительные удобства в эксплуатации. В отдельные щиты комплектуют также станции управления, относящиеся к подсобным устройствам цеха (масляное хозяйство, вентиляция и т. п.).

Щиты станций управления изготовляют открытого и защищенного исполнения (в шкафах). Открытые щиты предназначены для установки в электротехнических помещениях (электромашинные помещения, помещения станций управления и т. п.). Щиты защищенного исполнения (в шкафах) предназначены для установки в производственных помещениях, вблизи от механизмов, управляемых ими.

В электромашинном помещении целесообразно сосредоточить станции управления механизмами, которые расположены в районе цеха, примыкающем к электромашинному помещению. Станции управления двигателями, расположенные на расстоянии более 30 м от электромашинного помещения, устанавливают, как правило, в шкафах вблизи механизмов.

На рис. 1-345 показаны минимальные габариты помещений станций управления, размеры проходов перед щитами учитывают выступающие токоведущие части станций управления; их следует принимать от наиболее выступающих элементов здания.

Когда нет возможности использовать производственную площадь цеха для сооружения помещений станций управления, целесообразно располагать эти помещения на

высоте, обеспечивающей под ними нормальный проход.

Минимальные размеры продольных проходов между ЩСУ и стеной: 1000 мм — при напряжении до 660 В и 1500 мм при 660 В и выше, а между двумя ЩСУ — соответственно 1500 и 2000 мм.

Щиты станций управления изготовляют отдельными секциями длиной до 4000 мм и поставляют в собранном виде со вторичными цепями (рис. 1-346).

Внедряют прислонные щиты одностороннего обслуживания реечного исполнения с передним монтажом проводов, что упрощает конструкцию щитов и сокращает площадь, необходимую для их установки.

При установке станций управления в металлических шкафах (рис. 1-347 и табл. 1-51) облегчается наладка электрооборудования благодаря компактному расположению всех элементов электропривода; при этом значительно сокращается расход кабельной продукции. Большое количество шкафов комплектуют в сборки шкафов станций управления.

Ширина проходов с обеих сторон шкафа должна допускать возможность нормального обслуживания аппаратуры, установленной в шкафах, а также осмотра и ремонта расположенного рядом оборудования.

Сборки шкафов станций управления устанавливают на уровне пола цеха или на открытых металлических площадках, поднятых не менее 3 м над уровнем пола цеха.

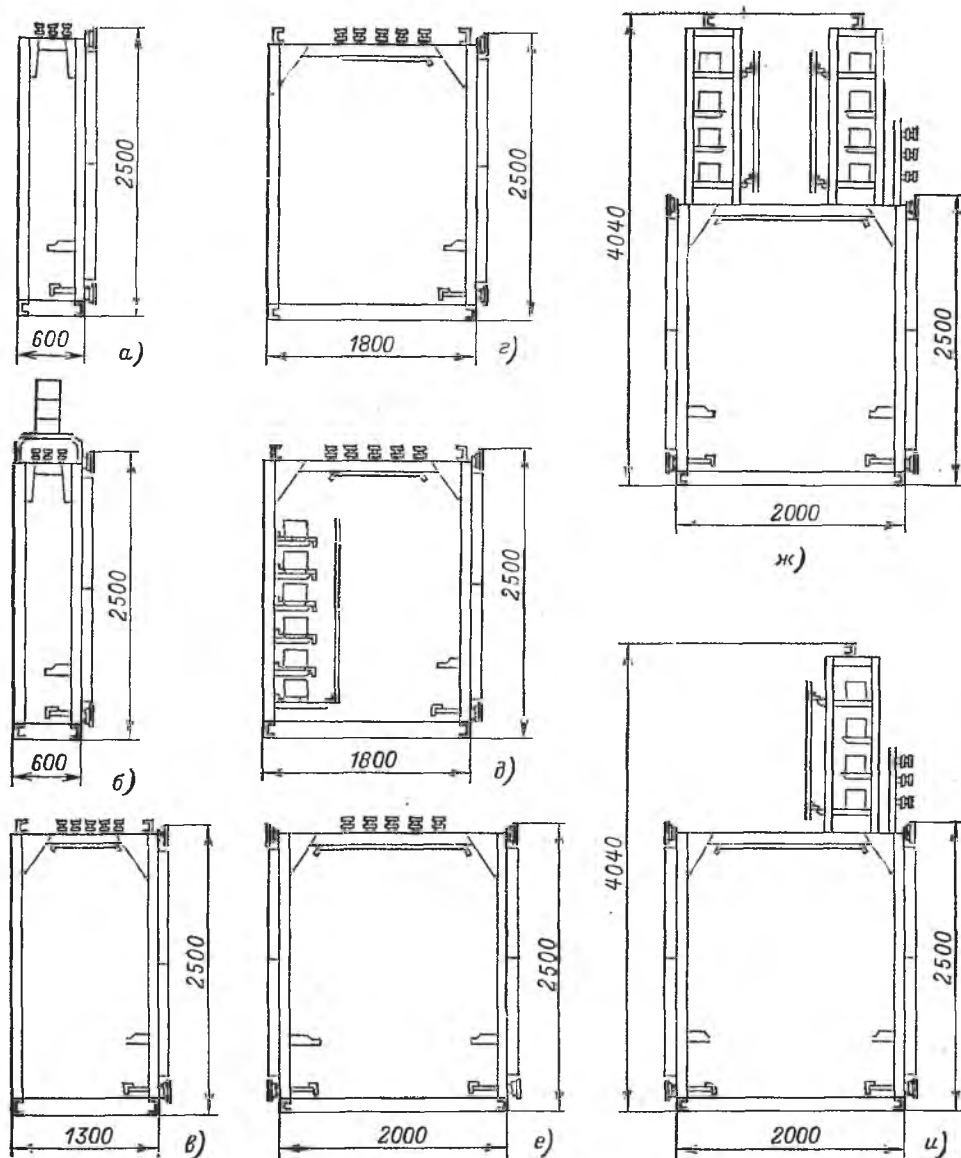


Рис. 1-346. Щиты станций управления открытого исполнения.

а — щит отдельно стоящий односторонний; б — щит отдельно стоящий односторонний с ящиками сопротивлений; в, г — щиты прислонные; д — щит прислонный с ящиками сопротивлений; е — щиты отдельно стоящие двусторонние; ж, и — щит отдельно стоящий двусторонний с ящиками сопротивлений (в исполнении рис. 1-346, е сборные шины могут быть расположены вертикально).

Установка резисторов. Непосредственно один над другим, без стеллажей, может быть установлено до трех ящиков. При количестве ящиков от четырех до шести их устанавливают на стеллажах. Более шести ящиков на одном стеллаже устанавливать не рекомендуется во избежание перегрева ящиков.

Если блоки резисторов из-за их большого количества не могут быть размещены на

щитах станций управления, то могут быть применены отдельно стоящие стеллажи с блоками резисторов (рис. 1-348 и табл. 1-52). Они могут устанавливаться в один ряд со щитами или шкафы станций управления или отдельно. Каждый стеллаж изготавливается в двух исполнениях: с ограждением со всех сторон; с ограждением с трех сторон (задняя сторона не ограждается).

Таблица 1-51

Исполнения одиночных и щитовых шкафов управления (рис. 1-347)

Обслуживание		Размеры, мм						
		Ширина шкафа		H	B ₁	C	Встраиваемая рама	
		одиноч-ного A	щитового B				Высота	Ширина
Одностороннее двустороннее	или	800	750	1900	600	$\frac{90}{190}$	1800	400; 500; 600
		1000	950					700; 800
		1200	1150					900; 1000
		1300	1250					1100
Двустороннее		800	750		800	240		400; 500; 600
		1000	950					700; 800
		1200	1150					900; 1000
		1300	1250					1100
Одностороннее двустороннее	или	800	750	2400	600	$\frac{90}{190}$	2300	400; 500; 600
		1000	950					700; 800
		1200	1150					900; 1000
		1300	1250					1100
Двустороннее		800	750		800	240		400; 500; 600
		1000	950					700; 800
		1200	1150					900; 1000
		1300	1250					1100

Примечания: 1. Шкафы шириной 750 и 800 мм изготавливают с односторонними дверями.
2. Размер в числителе — для шкафов одностороннего обслуживания, в знаменателе — для шкафов двустороннего обслуживания. Размер может меняться с шагом 50 мм, от 90 до 440 мм для шкафа глубиной 600 мм и от 90 до 640 мм для шкафа глубиной 800 мм.

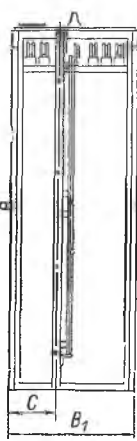
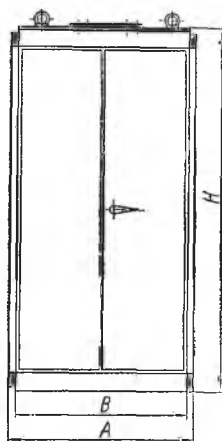


Рис. 1-347. Шкаф одиночный двустороннего обслуживания для станций управления.

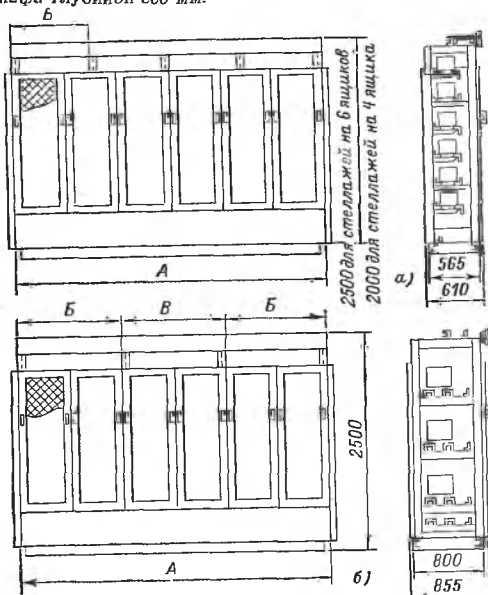


Рис. 1-348. Отдельно стоящие стеллажи для ящиков сопротивлений.

а — на шесть полок для ящиков сопротивлений напряжением до 660 В; б — на три полки для ящиков сопротивлений напряжением 660—1000 В.

Индустриальные (сборные) электротехнические помещения. В электроустановки промышленных предприятий преимущественно внедряются индустриальные панельные электротехнические помещения (ИПЭП-О),

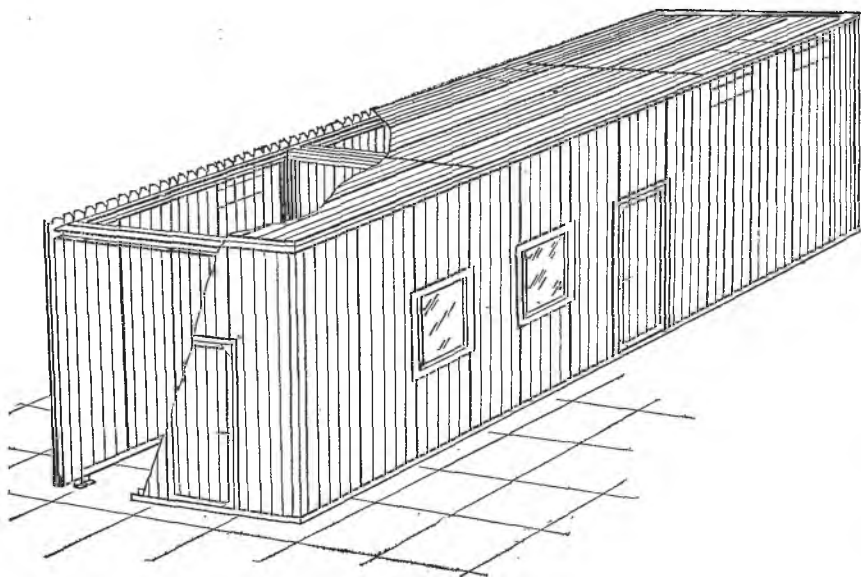


Рис. 1-349. Индустриальное панельное электротехническое помещение (типа ИПЭП-О).

Таблица 1-52

Исполнения отдельно стоящих стеллажей (рис. 1-348)

Напряжение, В	Количество погон	Количество вертикальных рядов	Размеры, мм		
			А	Б	В
До 660	6	2	1800	900	—
		3	2700		
		4	3600		
До 660	4	2	1800	900	—
		3	2700		
		4	3600		
От 660 до 1000	3	2	2000	1000	—
		3	2800	900	

выполненные из однослойных стальных профилированных панелей (рис. 1-349). Эти помещения изготовляют на специализированных заводах и поставляют комплектно в виде набора панелей (стенowych и покрытия), элементов каркаса и крепежных деталей. Стеновые панели имеют различное исполнение (глухое, с дверью, окном, проемом для прохода различных коммуникаций—шинных, кабельных, сантехнических и др.) и могут устанавливаться по периметру помещения в любой последовательности, что позволяет собирать почти любое одно-

этажное, бескрановое электротехническое помещение. Размеры помещения: длина — 4,8 м и более с шагом 1,2 м; ширина — 3; 4,5 и 6 м; высота — 3,6 м, а при наличии подшивного потолка для освещения и вентиляции — 3 м. Вес помещения — около 1000 Н/м². Такие помещения применяют в качестве внутрицеховых щитовых и для размещения другого электрооборудования. Применение ИПЭП-О упрощает проектирование и исключает зависимость монтажа от готовности строительной части сооружения.

Контейнерное электрооборудование (рис. 1-350) — это законченное, полностью

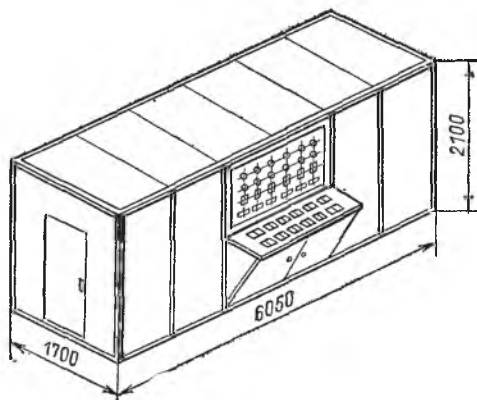


Рис. 1-350. Контейнерное электрооборудование на 40 приводов (импортной поставки).

собранное, коммутированное, отлаженное и испытанное на заводе-изготовителе устройство, в котором сосредоточено все электрооборудование и системы автоматического управления для какого-либо производственного агрегата или технологического участка производства. Такое электрооборудование предполагает использование наряду с обычной аппаратурой — малогабаритной — более компактной аппаратуры и ее многорядное (обычно четырехрядное) расположение в контейнере, благодаря чему значительно сокращаются габариты всего устройства.

В контейнерном электрооборудовании, как правило, наиболее важная и дорогостоящая аппаратура устанавливается во внутренних рядах контейнера и обслуживается из внутреннего кондиционируемого и хорошо освещенного коридора, а обычная, например коммутационная и релейно-контактная аппаратура, более приспособленная к работе в производственных условиях, устанавливается во внешних рядах контейнера и обслуживается непосредственно из цеха.

Преимущества контейнерного электрооборудования заключаются в большой компактности, увеличении рядности расположения аппаратуры при более плотном заполнении ею объемов контейнера, сокращении числа проходов, что позволяет создать электроустановки сравнительно небольших га-

баритов, которые можно приблизить почти вплотную к технологическим механизмам и значительно сократить длину шинных и кабельных связей.

Применение контейнерного электрооборудования существенно уменьшает площади и объемы, необходимые для размещения электроустановок, и сокращает сроки монтажных работ, поскольку они сводятся к установке оборудования вне контейнера и подключению внешних сетей. Первое практическое применение контейнерного электрооборудования отечественного производства предполагается для прокатных станов металлургического производства.

1-75. ПОСТЫ УПРАВЛЕНИЯ

Для дистанционного управления механизмами сооружают посты управления, где на пультах размещают всю командную аппаратуру управления. С постов управления должна быть обеспечена хорошая видимость производственного процесса, удобно расположена аппаратура на пультах управления и созданы необходимые условия для нормальной работы операторов. Все это в известной мере определяет производительность труда операторов.

Пульты управления. Пульты управления применяют, когда по условиям технологии производства целесообразно сконцент-

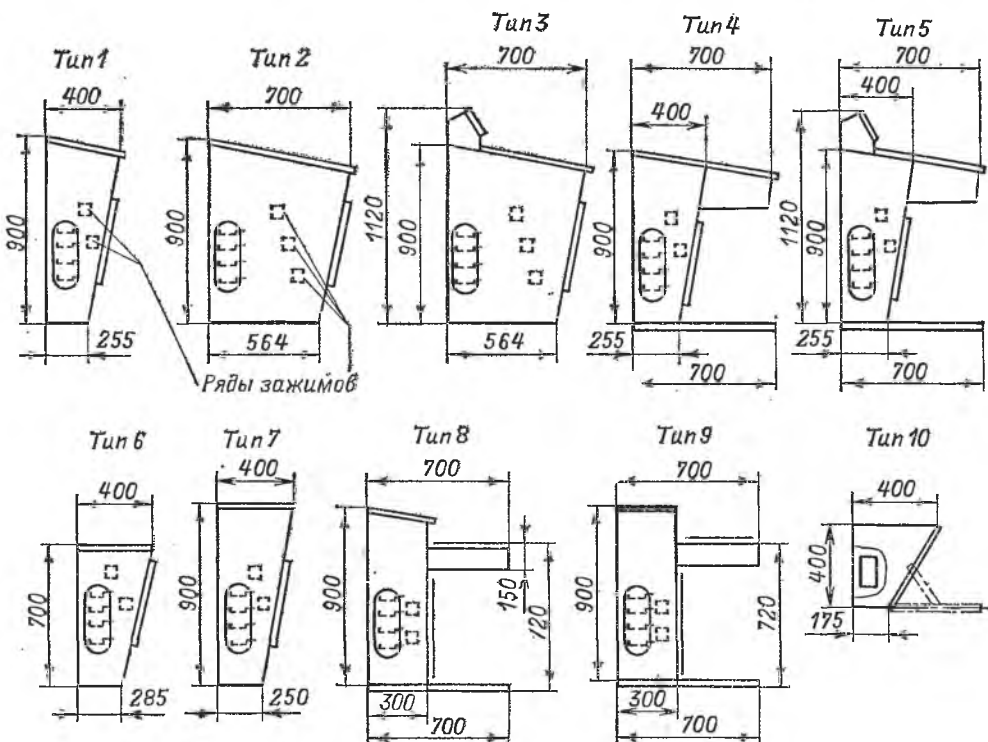


Рис. 1-351. Профили пультов управления.

Таблица 1-53

Основные размеры пультов управления
(рис. 1-351)

Тип	Исполнение	Размеры, мм			Количество эргонимов	Условия работы оператора
		Высота	Ширина	Длина		
1	1	900	400	400	40	Стоя
	2			600	60	
	3			800	90	
	4			1000	110	
2	1	900	700	600	90	Стоя
	2			800	150	
	3			1000	165	
3	1	1120	700	600	90	Стоя
	2			800	135	
	3			1000	165	
4	1	900	700	400	40	Сидя
	2			600	60	
	3			800	90	
	4			1000	110	
5	1	1120	700	400	40	Сидя
	2			600	60	
	3			800	90	
	4			1000	110	
6	1	700	400	400	40	Стоя или сидя (между двумя пультами)
	2			600	60	
	3			800	90	
7	1	900	400	400	40	То же
	2			600	60	
	3			800	90	
8	1	900	700	400	40	Сидя
	2			600	60	
	3			800	90	
	4			1000	110	
9	1	900	700	400	40	Сидя
	2			600	60	
	3			800	90	
	4			1000	110	
10	1	400	400	400	15	Пульт навес- ной
	2			600	30	

ризовать в одном месте управление несколькими приводами.

Для удобства управления командную аппаратуру устанавливают на пультах по возможности в соответствии с последовательностью выполняемых оператором операций и порядком расположения механизмов в цехе. Работу на пультах управления можно производить сидя и стоя. Во всех случаях, когда оператору приходится длительно и напряженно работать, как, например, на главных постах блонинга, необходимо предусматривать пульты управления для работы сидя.

Форма и габариты пультов управления должны обеспечивать удобное рабочее положение оператора (рис. 1-351, табл. 1-53).

Пульты предназначены для установки командоконтроллеров, кнопок и других аппаратов управления и аппаратуры сигнализации.

На одном посту управления может быть установлено несколько пультов различной формы и габаритов. Не рекомендуется встраивать в пульты управления аппаратуру тепловой мощностью свыше 200 Вт. При большей мощности требуется принудительная вентиляция пульта.

Конструкцией пультов обеспечивается транзитная прокладка проводов и кабелей внутри пультов, для чего в боковых стенках пультов имеются проемы, а внутри пультов проложено несколько кабельных лотков.

На некоторых пультах имеются приставки для измерительных приборов. На них обычно располагают измерительные приборы для наблюдения за наиболее ответственными параметрами, а остальные приборы могут быть установлены на навесных пультах, над смотровыми окнами постов управления.

Аппаратуру управления и сигнализации во многих случаях устанавливают на навесных шкафах. Такие шкафы широко применяют для управления с рабочего места механизма, для масляного хозяйства, сантехнических установок и т. п. Их обычно удается максимально приблизить к токоприемникам, что при децентрализованном управлении является желательным. Рациональное размещение аппаратуры на пультах управления способствует лучшей работе оператора и в известной мере определяет производительность установок.

Группы аппаратов управления и приборов одинакового назначения лучше располагать вертикальными рядами, а различного назначения — горизонтальными рядами. В вертикальных зонах размещают аппараты, относящиеся к одному или нескольким приводам, имеющим общее управление. Если управление производится последовательно то одним, то другим приводом, то группы аппаратов управления обоими приводами располагают рядом в смежных вертикальных зонах.

Следует избегать такого расположения аппаратов управления, при котором возникает необходимость перекрестной работы оператора обеими руками. Аппараты управления, которые требуются одновременно двум операторам, рекомендуется располагать на стыке рабочих зон обоих операторов и только в исключительных случаях дублировать их.

Аппараты и приборы рекомендуется размещать на пультах управления, соблюдая следующие условия.

1. Расположение аппаратов не должно стеснять оператора при работе. При размещении аппаратуры следует учитывать возможность управления без поисков аппаратов и чтения относящихся к ним надписей, с тем чтобы оператор основное внимание уделял наблюдению за технологическим процессом.

2. Расположение аппаратов и приборов должно обеспечивать свободный доступ к ним для управления, осмотра, ремонта и замены.

3. Аппараты, требующие частого манипулирования, должны находиться у переднего края пульты, а аппараты, предназначенные для редкого пользования, а также измерительные приборы — у заднего края пульты или сбоку. Аппараты, требующие частого манипулирования, должны находиться по возможности справа, а для редкого пользования — слева.

4. Командоконтроллеры, требующие приложения значительных усилий, во всех случаях должны быть установлены у переднего края пульты.

5. Расстояния от оператора до приборов управления, как правило, не должны превышать по горизонтали 0,6 м, а по вертикали — 0,7—1,7 м.

6. Желательно, чтобы направление движения рукояток аппаратов совпадало с направлением движения механизма или потока продукции.

7. Взаимное расположение аппаратов управления должно по возможности исключать случайные задевания рукояток управления; например, малогабаритные аппараты управления, универсальные переключатели и кнопки размещают перед аппаратами больших габаритов.

8. Последовательность расположения аппаратуры управления по возможности должна соответствовать последовательности работы и размещения механизмов в цехе. Принимают во внимание также частоту и продолжительность манипулирования аппаратурой.

9. Сигнальные лампы следует располагать над соответствующими аппаратами управления.

10. Все приборы и аппараты управления должны быть снабжены табличками с надписями, указывающими их назначение.

На посту слева и справа от рабочего места оператора целесообразно размещение аппаратуры управления, необходимой в случае неполадок (аварийный стоп, сьем звукового сигнала и т. п.). В менее удобных зонах размещают аппаратуру управления разового действия или редко используемую, а также приборы, не требующие постоянного наблюдения.

Расстояния между аппаратами и приборами приведены в нормале ОЛХ614.10Н-69 «Станции и пульты управления электроустановками». Указанные в этой нормале размеры могут быть несколько увеличены, если это необходимо для расположения аппаратуры, при котором облегчаются условия управления или улучшается внешний вид пульты.

Часть аппаратуры и приборов, не требующих постоянного наблюдения, может быть вынесена на заднюю стенку поста управления.

Посты управления. Для согласованности в работе отдельных механизмов общего

технологического процесса необходимо сосредоточить управление на централизованных постах, подчинив управление ограниченному числу операторов. С каждого поста управляют механизмами определенного участка (рис. 1-352).

Основное внимание должно быть обращено на обеспечение хорошей видимости технологического процесса и тех механизмов, которыми управляют с данного поста. Пост не должен мешать нормальному производственному процессу, поэтому его нельзя располагать в проходах цеха, предусмотренных для обслуживания оборудования.

Установка постов управления на пути постоянной транспортировки материалов и продукции не рекомендуется.

Выбор количества и месторасположения постов управления, а также их отметка над уровнем пола цеха и привязка должны предварительно согласовываться с технологиями.

При расположении постов в горячей зоне технологического процесса необходимо защитить пост от излучаемого тепла отражающим экраном.

Для смотровых стекол поста применяют небьющееся зеркальное армированное стекло защитного (зеленоватого) оттенка.

На рис. 1-353 показан главный пост управления слябингом. Для лучшей обозреваемости оборудования и производственного процесса посты управления выполняют с наибольшей поверхностью остекления.

Для наблюдения за технологическим процессом во всех труднообозримых местах можно использовать телевидение. Телевизионные установки должны использоваться для контроля таких операций, от точности выполнения которых в основном зависит производительность и качество выпускаемой продукции (например, загрузка и выход металла из нагревательных печей).

Посты управления выполняют закрытыми с остекленными окнами (например, на станах горячей прокатки) и реже открытыми, в виде площадок (например, на станах холодной прокатки). Закрытые посты частично ограждают операторов от шума, возникающего при работе оборудования, защищают операторов и аппаратуру от воздействия окружающей среды.

На постах управления должны быть обеспечены условия температурного «комфорта» (определенное сочетание температуры, влажности и скорости воздуха при достаточной его чистоте). Эти условия лучше всего могут быть выполнены на закрытых постах управления с помощью кондиционеров, устанавливаемых на постах или рядом с ними.

Для управления некоторыми редко работающими механизмами аппаратуру управления иногда устанавливают на рабочем месте близко к механизмам. Это необходимо в тех случаях, когда механизм удален от ближайших постов управления и сооружение отдельного поста для него нецелесообразно. Управление при этом произво-

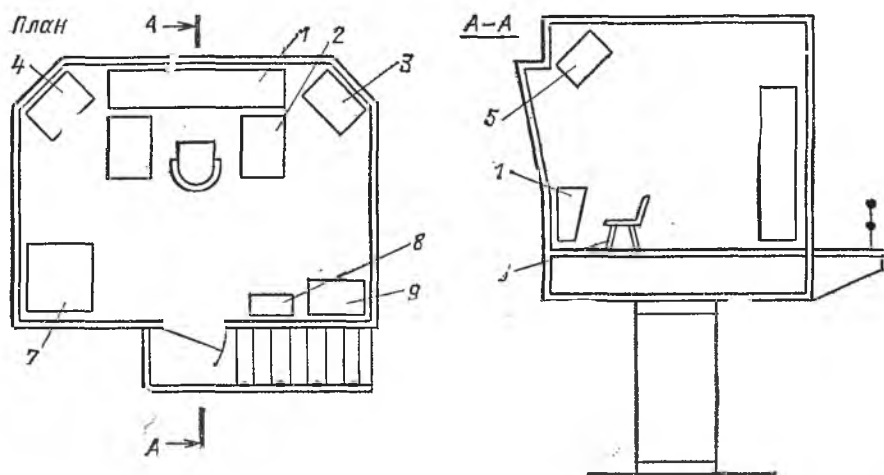


Рис. 1-352. Пост управления приводами механизмов.

1 — пульт с аппаратурой частого пользования; 2 — пульт с аппаратурой редкого пользования; 3 — пульт подсобных устройств; 4 — телевизор; 5 — шкаф с измерительными приборами; 6 — кресло оператора; 7 — кондиционер; 8 — умывальник; 9 — шкаф для одежды.

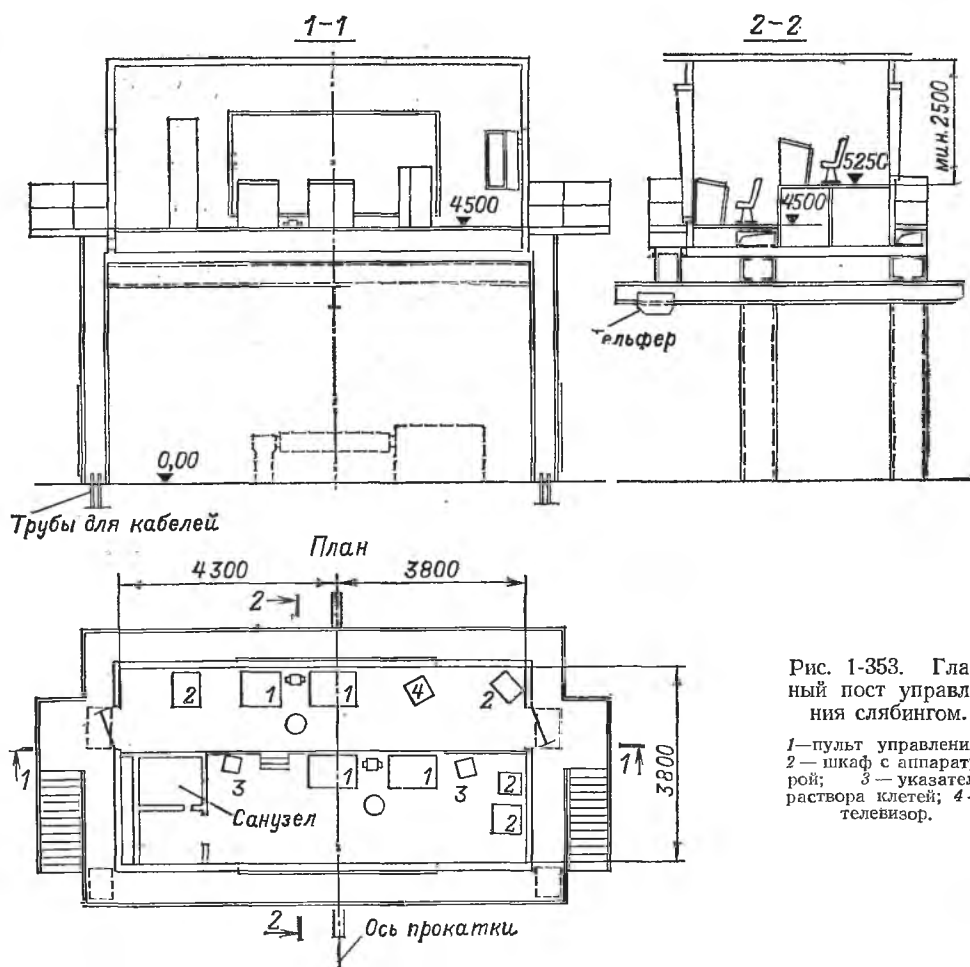


Рис. 1-353. Главный пост управления слябингом.

1 — пульт управления; 2 — шкаф с аппаратурой; 3 — указатель раствора клетей; 4 — телевизор.

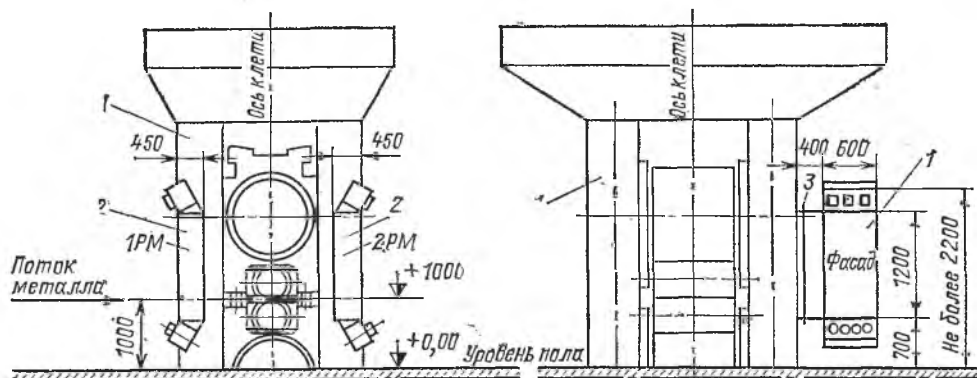


Рис. 1-354. Рабочее место у механизма.

1 — клеть; 2 — шкаф управления; 3 — поворотное устройство.

дится рабочим, обслуживающим механизм, а не специальным оператором.

Рабочее место представляет собой открытую площадку, иногда огороженную перилами. Например, на многоклетевых непрерывных станах холодной прокатки шкафы с аппаратурой управления устанавливаются непосредственно на станинах клетей (рис. 1-354). Для удобства управления и возможности смены валков шкафы выполняют поворотными. С постов управления должна обеспечиваться хорошая обзорность управляемых механизмов и технологического процесса.

Хорошая видимость обеспечивается правильным размещением поста по отношению к технологическому оборудованию. Проверка видимости осуществляется построением углов зрения оператора в вертикальных плоскостях.

На рис. 1-355 построены углы зрения в вертикальных плоскостях. Пространства, ограниченные лучами зрения оператора, дают представление о видимости с поста оборудования, а также позволяют определить координаты поста управления. При проверке видимости с постов управления оператору, кроме механизмов, должен быть хорошо виден весь процесс производства.

Измерительные приборы, размещаемые на посту управления, должны находиться по возможности в поле зрения оператора и иметь форму шкалы, обеспечивающей достаточную точность чтения показаний прибора. Предпочтительным является размещение всех измерительных приборов на сферической поверхности, когда перевод взгляда с одного прибора на другой не требует новой «фокусировки» глаза. Однако это выполнимо только на больших централизованных щитах управления, применяющихся на специальных установках.

Освещение постов управления выполняется так, чтобы пульт с аппаратурой был хорошо освещен при сравнительно небольшой освещенности всего поста управления. Ос-

вещение постов в основном должно быть направлено на рабочие поверхности пультов управления и обеспечивать необходимую

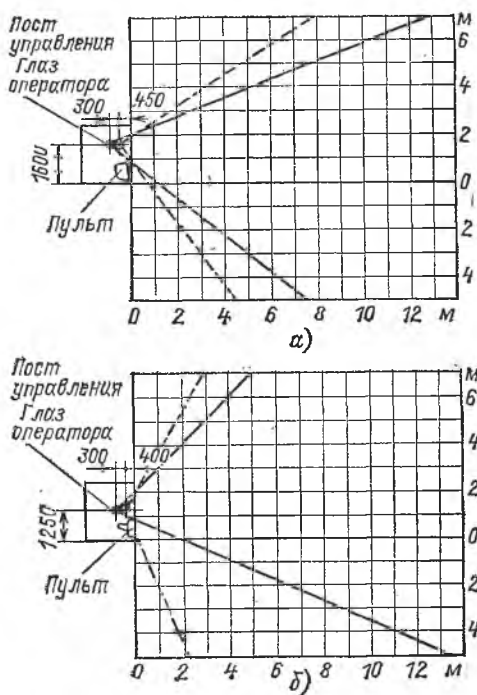


Рис. 1-355. Проверка видимости с постов управления.

а — при работе оператора стоя; б — при работе оператора сидя.

освещенность на рукоятках аппаратов и шкалах измерительных приборов. Освещение поста должно быть равномерным, бес- теневым и исключать образование бли-

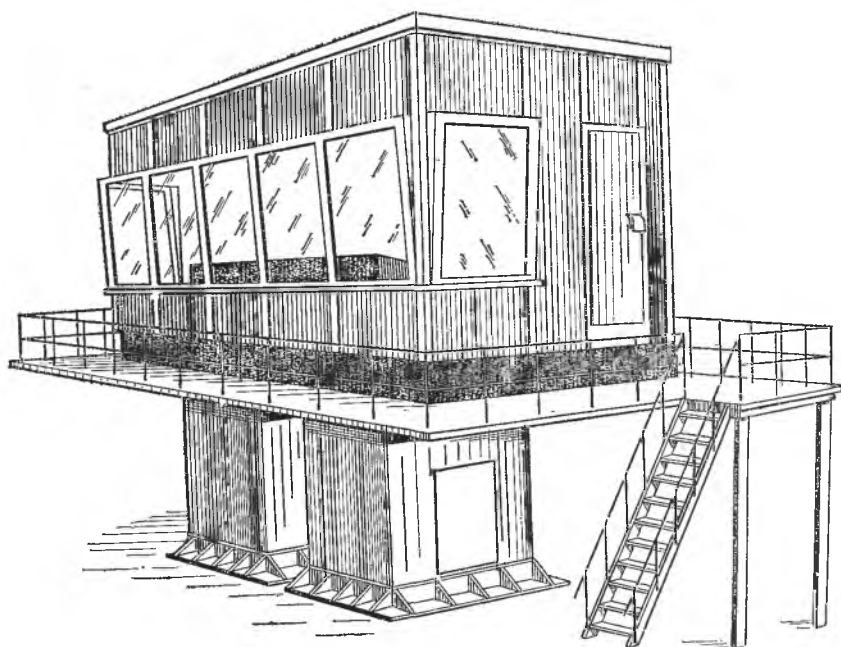


Рис. 1-356. Объемный пост управления.

ков на стеклах измерительных и других приборов.

Для обеспечения нормальных условий работы на посту требуется поддержание температуры около 22° С.

Для удобства управления операторам, работающим сидя, предусматривают удобные кресла с поворотным сиденьем и устройством, позволяющим изменять его высоту, угол наклона спинки и положение подлокотников.

На постах управления, например, некоторых химических предприятий, где управление технологическим процессом ведется автоматически, оператору приходится лишь изредка вмешиваться в управление. Поэтому компоновка поста управления должна обеспечить оператору условия для отдыха. Имеется в виду создание на постах микроклимата, соответствующая цветовая отделка помещения и оборудования и современный интерьер.

В последнее время применяют объемные посты управления. Эти посты, включая помещение, оборудование и внутренние связи, поставляют специализированные заводы. Такие посты управления полностью укомплектованы — освещением, вентиляцией, различными видами связи и т. п., а также устройствами для стыковки с внешними коммуникациями (рис. 1-356 и табл. 1-54). Посты состоят в зависимости от габаритов из одной или нескольких полностью готовых транспортабельных объемных секций, соединяемых на месте монтажа в единое сооружение.

Посты управления устанавливают на полу цеха или на опорах. При этом пост

Таблица 1-54

Основные размеры объемных постов управления (рис. 1-356)

Тип поста	Внутренние размеры, мм			Масса без оборудования, кг
	Длина	Ширина	Высота	
ОПУА-3	3000	3000	2600	1500
ОПУА-45	4500	3000	2600	1900
ОПУА-6	6000	3000	2600	2700

длиной до 6 м устанавливают на одной опоре, при большей длине — на двух опорах. Объемные посты управления, выполненные заводским способом, имеют улучшенный внешний вид.

Применение объемных постов управления исключает зависимость их сооружения от готовности строительной части и позволяет производить установку постов в короткие сроки.

Н. ПОМЕХИ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И АВТОМАТИКИ

1-76. БОРЬБА С ПОМЕХАМИ

Помехи в системах контроля и управления технологическими процессами вносят погрешности в аналоговые сигналы и сни-

жают достоверность передаваемой цифровой информации.

Виды помех и их источники. Помехой в каналах передачи называют всякий посторонний генерируемый не источником полезного сигнала электрический сигнал, который искажает сигнал, передающий информацию. **Внешними** источниками помех являются находящиеся вблизи каналов передачи сигналов электрические кабели, агрегаты энергетических установок, цеховые распределительные щиты, трансформаторы и другое электрооборудование. **Внутренними** источниками помех являются прежде всего цепи питания и сигнальные цепи канала передачи информации. **Аддитивной** называют помеху, которая складывается с полезным сигналом. **Мультипликативной** называют составляющую помехи, которая пропорционально или нелинейно изменяет полезный сигнал. В каналах передачи информации АСУ ТП в большинстве случаев используют проводные линии связи и влияние помех на полезный сигнал носит аддитивный характер (мультипликативные составляющие помех не возникают).

Все помехи в АСУ ТП делят на помехи нормального вида и помехи общего вида. **Помехами нормального вида** (дифференциальными, поперечными, линейными, последовательными) называют паразитные сигналы, источники которых включены в замкнутую цепь канала передачи сигнала. **Помехами общего вида** (продольными, синфазными) называют паразитные сигналы, источники которых находятся в цепях, являющихся посторонними по отношению к каналу передачи полезных сигналов.

Источниками помех нормального вида являются элементы цепи канала передачи информации, которые генерируют электрические сигналы. Помехи нормального вида могут возникать в местах соединения отдельных участков цепи от термоэффекта и гальванического взаимодействия, в различных элементах цепи от теплового шума, в источниках полезных сигналов и различных усилителях канала передачи от собственных шумов, генерации и пульсации.

Источниками помех общего вида являются различные устройства, через которые проходит электрический ток, и устройства, излучающие электромагнитную энергию. К ним относятся силовые линии, распределительные щиты, трансформаторы и другое оборудование электроснабжения, осветительные, сигнализационные и другие цепи, промышленные электромеханические установки, коллекторные электродвигатели, контакторы, выключатели и т. д. Источником помех, возникающих в системах заземления, металлических оболочках кабелей и в проводящих ток элементах строительных конструкций, является напряжение, создаваемое: а) блуждающими токами заземления при использовании «земли» в качестве обратного провода в цепях питания; б) уравниваемыми токами особенно в месте установки мощных агрегатов с зазем-

ленной нейтралью, имеющих несимметричную нагрузку; в) от токов к.з. на землю; г) от электромагнитных связей с силовыми цепями питания агрегатов объекта, а также от токов утечки через изоляцию силовых электроустановок. Источниками помех общего вида внутри оборудования каналов передачи сигналов являются прежде всего блоки питания (их выпрямители, регуляторы, соединительные провода, предназначенные для подвода напряжения сети или вторичных питающих напряжений, для подсоединения корпусов и экранов к общим шинам заземления), а также узлы каналов, содержащие и информационные линии связи и линии передачи командных сигналов. Помехи общего вида проникают также при наличии общих цепей: а) при заземлении канала в нескольких точках, которые не являются эквипотенциальными; б) при использовании общего провода для передачи обратных токов от нескольких источников сигналов; в) при заземлении нескольких устройств через общий проводник, особенно устройств приема сигналов и блоков питания; г) при наличии паразитных сопротивлений утечки между цепью канала передачи сигналов и цепью источника помехи. Помехи общего вида могут возникать также за счет паразитных связей, обусловленных электростатическими и электромагнитными полями, создаваемыми силовыми кабелями и оборудованием.

Необходимая степень защиты от помех определяется допустимым значением отношения амплитуд помехи и полезного сигнала $S_{r,пд}$, при превышении которого в аналоговых устройствах погрешность превышает допустимое значение, а в каналах передачи цифровых сигналов вероятность появления ошибки превышает допустимое значение. В каналах передачи аналоговых сигналов допустимая относительная помеха определяется допустимой относительной погрешностью передачи δ и долей погрешности q , приходящейся на канал передачи:

$$S_{r,пд} = \delta q.$$

Например, при $\delta = 0,5\%$, $q = 0,5$ помеха не должна превышать $0,005 \cdot 0,5 = 2,5 \cdot 10^{-3}$ полезного сигнала. В каналах передачи цифровых и двухпозиционных сигналов может быть допущено $S_{r,пд} = 0,3 \div 0,5$. Сравнение с допустимой относительной помехой позволяет оценивать достаточность предусматриваемых способов защиты от помех.

Чувствительность канала передачи сигналов к помехам зависит от вида и уровня передаваемого сигнала, необходимой скорости и точности передачи сигналов. Особо чувствительными к помехам являются цепи с маломощными аналоговыми сигналами, напряжение которых измеряется милливольтами, а также цепи высокочастотных дискретных и импульсных сигналов. Чувствительны к помехам, но несколько в меньшей мере цепи низкочастотных дискретных сигналов. При проектировании системы степень чувствительности отдельных

Таблица 1-55

Расстояния до защищаемых цепей

Параметры создающих помехи цепей		Максимальные расстояния от защищаемых чувствительных к помехам цепей, мм, для кабелей	
максимальное напряжение, В	максимальный ток, А	двух- и трех-жильных	одножильных
125	10	150	300
250	50	250	380
440	200	300	450
5000	800	500	600

цепей к помехам должна быть указана в кабельном журнале для учета ее при последующем конструировании, монтаже и наладке комплектных устройств и кабельных связей между элементами системы управления.

При проектировании систем следует избегать использовать особо чувствительные каналы передачи. Для этого в ряде случаев целесообразно вводить в канал промежуточные звенья усиления и преобразования сигналов с разделением канала на отдельные гальванически развязанные контуры.

Пути сокращения числа источников помех и уровня их сигналов. 1) Для подавления помех в контакторах, реле, прерывателях предусматривают реактивные искрогасящие цепочки и шунты, устанавливаемые параллельно контактам. В системах электроснабжения используют различные фильтры, например групповые емкостные, устанавливаемые в силовых шкафах между токонесущими шинами и заземленным корпусом.

2) Экранирование источников помех ослабляет паразитные электростатические и электромагнитные поля, создаваемые этими источниками. Экранами служат металлические корпуса и кожухи электротехнического оборудования, стальные трубы и металлические корпуса, в которых прокладывают силовые кабели. Экранирование силовых проводов в помещении вычислительного комплекса является необходимым.

3) Пространственное разделение каналов передачи сигналов и источников помех значительно снижает влияние последних. Рекомендуется кабели и проводные линии связи прокладывать не ближе чем в 10—15 м от помещений с интенсивными источниками помех, такими как электромашины, распределительные устройства.

При прокладке кабелей следует разделить цепи: незащищаемые от помех (силовые и контрольные), защищаемые чувствительные к помехам и защищаемые особо чувствительные к помехам. Предпочтительно кабели каждой группы прокладывать в отдельных металлических коробах или трубах и через отдельные кабельные вводы к оборудованию. При прокладке чувствительных и особо чувствительных цепей в общем коробе следует разделить группы изолирующими металлическими перегородками, имеющими максимально возможный контакт с дном и крышкой короба.

При расположении лотков ярусами предпочтительно защищаемые чувствительные к помехам цепи размещать в верхнем лотке, располагая остальные в следующем порядке сверху вниз: а) второстепенные незащищаемые цепи управления; б) силовые маломощные цепи; в) линии постоянного и переменного тока; г) линий высокого напряжения. При этом особо чувствительные к помехам цепи прокладывают в металлических трубах вдоль лотков.

При прокладке защищаемых чувствительных и особо чувствительных к помехам цепей и незащищаемых силовых и контрольных цепей в коробах, имеющих крышку и дно и обеспечивающих не менее чем 85%-ное экранирование, наглухо заземленных, с расстоянием между силовыми проводниками отдельных цепей не более 100 мм, необходимо обеспечить минимальные расстояния между защищаемыми и создающими помехи силовыми и контрольными цепями, приведенные в табл. 1-55. При прокладке проводов, особо чувствительных к помехам цепей, требующих точности передачи сигнала около 0,25%, максимальная длина участка, параллельного цепи, создающей помехи, и расположенного на расстоянии, указанном в табл. 1-55, не должна превышать 60 м. На каждые дополнительные 3 м параллельного участка расстояние между лотками должно быть увеличено на 100 мм.

В защищаемых чувствительных к помехам цепях, допускающих сигнал помехи до 100 мВ, максимальная длина участка, параллельного цепи, создающей помехи, и расположенного на расстоянии, указанном в табл. 1-55, не должна превышать 120 м.

4) Заземление АСУ ТП должно быть выполнено независимо от заземления электротехнического оборудования и не должно иметь с ним никаких связей. Для периферийных устройств, удаленных на значительные расстояния от УВМ, необходимо иметь отдельное местное заземление, к которому подключают заземляющие провода от цепей канала передачи сигналов, экранов сигнальных кабелей, обратных проводов периферийного оборудования и т. д.

5) Необходимо избегать использования общего обратного провода для нескольких каналов передачи сигналов, так как в этом случае в каждом канале появится сигнал помехи, равный падению напряжения на сопротивлении общего провода от суммарного тока, протекающего во всех контурах других источников сигналов. Для всех каналов передачи сигналов между узлами, расположенными на значительном расстоянии друг от друга, необходимо пре-

дусматривать индивидуальную пару проводов для каждого сигнала, передаваемого в УВМ или из УВМ.

6) Необходимо избегать заземления нескольких устройств через общий проводник, особенно цепей сигнала и цепей питания или других сильноточных контуров, так как в этом случае в канале передачи сигнала при изменении тока сильноточного контура возникает сигнал помехи, который определяется падением напряжения на общем участке цепи заземления, пропорциональный изменению протекающего по контуру тока. Например, при изменении потребления тока питания на 10 А на сопротивлении 0,01 Ом появится сигнал помехи 0,1 В, который может оказаться соизмеримым с полезным сигналом. Поэтому цепи заземления прецизионных узлов и мощных источников питания должны выполняться отдельными проводами.

7) Для снижения уровня помех, проникающих через цепи и узлы питания, целесообразно все устройства вычислительного комплекса питать через двигатель-генераторную установку, а узлы связи с объектом — через отдельные трансформаторы, к которым не должны подсоединяться большие переменные нагрузки. Для предотвращения проникновения в прецизионные узлы передачи и преобразования сигналов помех от общих цепей питания целесообразно в каждом из этих блоков создавать узел фильтров питания и располагать его по возможности вблизи наиболее чувствительных к помехам элементов.

8) Для уменьшения влияния электростатического поля по возможности следует использовать провода с меньшим диаметром и выполнять контур передачи сигнала с малым значением внутреннего сопротивления источника сигнала и входного сопротивления устройства приема сигнала (чтобы общее сопротивление канала относительно точки подключения емкостной паразитной связи было как можно меньше в сравнении с сопротивлением паразитной емкостной связи).

9) Для уменьшения электромагнитной связи целесообразно снижение силы тока в цепи источника помехи.

10) Целесообразна скрутка пар проводов не только в защищаемых цепях, но и в цепях токоподвода к элементам с большой индуктивностью (электромагнитным вентилям; обмоткам возбуждения машин, обмоткам тормозов и т. п.); к дистанционным контактным приборам (кнопкам управления, конечным выключателям и т. п.).

Способы уменьшения проникновения помех общего вида в каналы передачи. Описываемые ниже способы уменьшают помехи в каналах передачи сигналов в большинстве случаев без снижения быстродействия отдельных его устройств. Эффективность способов и технических средств защиты каналов передачи сигналов от помех общего вида оценивают по коэффициенту подавления помех общего вида, отн. ед.,

$$k_{п,о,в} = \frac{U_{п,о,в}}{U_{п,н,в}}, \quad \text{или, дБ, } k_{п,о,в} = 20 \times 1g \frac{U_{п,о,в}}{U_{п,н,в}},$$

где $U_{п,о,в}$ — напряжение источника помех общего вида; $U_{п,н,в}$ — напряжение эквивалентного источника помех нормального вида, действующего в канале.

Так как параметры цепей проникновения помех часто имеют реактивную составляющую, то $k_{п,о,в}$ зависит от частоты сигнала в источнике помех. В системах связи вычислительного комплекса с объектом управления принято $k_{п,о,в}$ оценивать для помех 50 Гц, являющихся наиболее распространенными и оказывающих существенное влияние на каналы передачи.

1. Предусматривают электростатическое и магнитное экранирование цепей и узлов каналов. Для этого соединения вычислительного комплекса с датчиками, исполнительными устройствами, локальными системами автоматизации выполняют экранированными кабелями. Металлическая оболочка кабелей, хотя и в недостаточной мере, выполняет роль общего экрана. Обычно рекомендуют использовать кабель с общим экраном в виде медной оплетки с покрытием на 85% общей площади и более, а еще лучше — кабель со сплошным экраном из медной ленты или фольги.

При заземленном датчике экран необходимо соединять с заземлением датчика, а для канала с гальванически развязанным датчиком и заземленной цепью устройства приема сигналов необходимо экран соединять с точкой заземления этой цепи. При практикуемом же иногда заземлении экрана на двух его концах экран из защитного средства превращается в источник помех общего вида. Экран должен быть электрически непрерывным по всему каналу передачи сигнала. Для обеспечения непрерывности канала в коммутаторах необходимо, чтобы каждый канал содержал дополнительный элемент для подключения экрана канала к общему экрану коммутатора.

Еще больший эффект дает двухступенчатое экранирование, когда индивидуально экранированные пары жил заключают в общий экран.

Для каналов передачи сигналов, для которых недопустимо снижение их частотных характеристик, обусловленное увеличением емкости между цепями канала и землей при применении заземленного экрана, применяют специальный кабель с двойным экраном или схемы с управляемым экраном, где на экран подают напряжение смещения, изменяющееся с изменением передаваемого сигнала. Так, для цепей высокочастотных дискретных сигналов рекомендуется применение коаксиального кабеля.

При экранировании каналов передачи сигналов все экраны должны быть изолированы друг от друга и не должны соединяться с какими-либо другими частями в

системе, кроме точки заземления, специально выделенной для данного канала.

Скрутка проводов каждой информационной цепи канала ослабляет воздействие не только внешнего электростатического, но и электромагнитного поля. С уменьшением шага скрутки коэффициент подавления помех возрастает. При шаге скрутки 2,5 см $k_{п,о,в}=43$ дБ, при 5 см — $k_{п,о,в}=41$ дБ, при 10 см — $k_{п,о,в}=23$ дБ. В каналах передачи аналоговых сигналов целесообразно использовать кабель с шагом скрутки 3 см, а в каналах передачи двухпозиционных сигналов — можно и с шагом 6 см. Наиболее часто используют кабели с индивидуально скрученными экранированными парами, которые заключены в один, общий для всех экран. При этом все экраны изолированы друг от друга и могут быть заземлены только в одной точке. В итоге $k_{п,о,в}$ оказывается выше 80 дБ.

Экранами могут служить также трубы и металлические короба с крышками, в которых прокладывают цепи систем управления. Прокладку в трубах используют, в частности, в местах с высоким уровнем помех, а также при необходимости параллельной прокладки особо чувствительных к помехам цепей и цепей, создающих помехи, на большой длине или на близком расстоянии друг от друга. Учитывая большую стоимость трубной прокладки, целесообразно сочетать ее с прокладкой в металлических коробах.

Возможность использования труб и коробов в качестве экранов рассматривается в каждом конкретном случае при проектировании. При этом должны учитываться конструктивные особенности коробов и труб, а также способы их прокладки с учетом того, что экран должен быть непрерывен и заземлен в одной точке. Целесообразно, чтобы металлические короба, применяемые для прокладки защищаемых от помех цепей, имели сплошное дно, а при необходимости вентиляции — дно с вентиляционными щелями или решетками суммарной площадью не более 15% общей поверхности. Сплошные или вентилируемые крышки должны плотно прилегать к бортам короба во избежание воздушных зазоров, ухудшающих электромагнитное экранирование.

Следует избегать проходных коробов, общих для чувствительных к помехам цепей и для силовых кабелей, а при их использовании защищать цепи гибкими металлическими рукавами или устанавливать металлические перегородки.

2. Гальваническое разделение цепей в каналах передачи сигналов необходимо при наличии в канале нескольких заземляемых цепей и узлов во избежание многократного заземления. При значительном удалении датчика от устройства приема информации их точки заземления оказываются под потенциалами, разность которых может достигать, например, на металлургическом заводе 3—10 В переменного тока и 1—3 В

постоянного тока при протяженности канала 0,5 км.

При сопротивлении между точками заземления, равном единице или доле ома, сигнал помехи на входе устройства приема сигналов может в несколько раз превысить полезный сигнал. С учетом этого в таких случаях необходимо изолировать от земли источник или приемник информации. Однако если к одному устройству вычислительного комплекса, принимающему или выдающему информацию, необходимо подключить несколько заземляемых источников информации или исполнительных устройств на объекте, то необходимо гальванически разделить цепи этих узлов. Гальваническое разделение цепей является обязательным в цепях аналоговых сигналов и рекомендуемым в каналах передачи цифровых сигналов. Все прецизионные узлы каналов передачи аналоговых сигналов должны быть гальванически изолированы от цифровых устройств вычислительного комплекса.

Наиболее широко в качестве элементов развязки применяют реле, переключатели на герконах и другие электромеханические элементы (для передачи двухпозиционных сигналов) и трансформаторы. Перспективно использование оптронов для развязки двухпозиционных и аналоговых сигналов, если учесть, что паразитная емкость между частями разделенной цепи в оптроне составляет лишь доли пикофард по сравнению с несколькими пикофарадами в импульсных трансформаторах.

3. Симметрирование цепи канала передачи сигналов осуществляется выполнением канала по схеме уравновешенного моста, в одну диагональ которого включается вход устройства приема сигналов, а в другую — источник помехи, а плечами моста являются сопротивления прямого и обратного провода линии связи и два дополнительных сопротивления. Подбором сопротивлений мостовая схема уравновешивается, так что сводится к минимуму разность потенциалов, возникающая на входе устройства приема сигналов под воздействием источника помех. Хотя равновесие мостовой схемы нарушается при изменении условий работы каналов передачи сигналов (температуры, влажности и т. д.), тем не менее симметрирование широко используется и обеспечивает $k_{п,о,в}=30÷40$ дБ. Симметрирование цепи канала передачи является обязательным для цепей аналоговых сигналов и рекомендуемым в каналах передачи дискретных сигналов.

4. Компенсация помех общего вида, проникающих в канал передачи сигналов (например, если между двумя точками заземления канала имеется разность потенциалов), выполняется введением в канал передачи напряжения, равного и противоположного по фазе сигналу помехи. В каналах с гальванически развязанным входным элементом устройства приема сигналов обеспечивают снижение помех переменного

тока на величину $k_{п,о,в}=40\div 60$ дБ включением в канал передачи вторичных обмоток компенсирующего трансформатора. В двухпроводных цепях передачи сигналов с заземленным входом устройства приема сигналов применяют режекторный дроссель, обеспечивая $k_{п,о,в}$ до 50 дБ. Компенсация помех общего вида, обусловленных заземлением канала передачи аналоговых сигналов в двух точках, при ее реализации на базе операционных усилителей обеспечивает $k_{п,о,в}=100\div 130$ дБ в широком диапазоне изменения частоты помехи. Компенсация помех общего вида оказывается необходимой при определенных условиях передачи сигналов в канале.

Способы уменьшения помех нормального вида. Для исключения паразитных сигналов, обусловленных термо-э. д. с. и гальваническим эффектом в местах соединения проводников, необходимо использовать провода из однородных металлов, не подверженных коррозии. В разъемных соединениях необходимо обеспечить чистоту контактов, отсутствие влаги, пыли и малое контактное сопротивление. Конструкции, используемые для кабельных прокладок, должны в процессе эксплуатации быть чистыми и сухими для исключения возможности появления гальванических э. д. с. вследствие коррозии неоднородных металлов в электролите, а также появления токов утечки между соседними зажимами. С этой целью, в частности, следует при прокладке труб избегать мест, где может скапливаться влага.

Однако если отношение полезного сигнала к сумме помех, источники которых включены в канал передачи сигналов, и помех общего вида, проникших в канал передачи, окажется недостаточно высоким, то применяют способы подавления помех в канале передачи, излагаемые ниже. Эффективность способов борьбы с помехами оценивают коэффициентом подавления помех нормального вида, отн. ед., $k_{п,н,в} = U_{п,н,в,вых}/U_{п,н,в,вх}$, или, дБ, $k_{п,н,в} = 20 \lg U_{п,н,в,вых}/U_{п,н,в,вх}$, где $U_{п,н,в,вх}$ и $U_{п,н,в,вых}$ — напряжения сигнала помехи соответственно на входе и выходе узла, подавляющего помеху. $k_{п,н,в}$ принято оценивать для помех частотой 50 Гц.

1. Использование выносных или групповых промежуточных усилителей, устанавливаемых вблизи источников полезных сигналов, позволяет повысить уровень полезного сигнала и этим достигнуть требуемого минимума отношения полезного сигнала к сигналу помехи. Преобразование выходного сигнала в сигналы с широтно-импульсной или частотной модуляцией дополнительно повышает помехоустойчивость передачи. Промежуточное усиление и преобразование сигнала рекомендуется для всех каналов передачи аналоговых сигналов.

2. Параметрическая компенсация помех нормального вида состоит во включении в канал передачи источников сигналов, аналогичных сигналам помех. Например, для

компенсации паразитных термо-э. д. с. в цепях, содержащих разнородные проводники, разъемы, переключающие элементы с использованием соединения медных проводников с другими материалами, можно использовать компенсирующие термопары с термостатированным холодным спаем.

3. Аналоговая фильтрация является наиболее распространенным способом подавления помех. При помехах с амплитудой 10—20% амплитуды полезного сигнала применяют пассивные фильтры; при больших амплитудах помех — активные фильтры. Однако фильтры вносят запаздывание при передаче сигналов. В многоканальных устройствах используют индивидуальные фильтры в каждом канале, так как время установления сигнала на выходе канала существенно больше времени опроса одного канала. Аналоговая фильтрация рекомендуется как для каналов передачи аналоговых сигналов, так и для каналов передачи дискретных сигналов, если вносимое фильтром запаздывание оказывается допустимым.

4. Компенсация помех нормального вида в канале передачи аналоговых сигналов осуществляется путем выделения помехи как переменной составляющей сигнала, инвертирования сигнала помехи и вычитания ее из суммарного сигнала. Такая компенсация достигается без снижения скорости передачи полезных сигналов и обеспечивает $k_{п,н,в}=50\div 80$ дБ.

5. Аналоговое интегрирование входного сигнала с наложенной гармонической помехой в течение интервала времени, равного или кратного периоду этой помехи, позволяет полностью исключить влияние последней. Интегрирование обеспечивает также подавление флуктуационных и импульсных помех. Использование аналого-цифровых преобразователей интегрирующего типа обеспечивает $k_{п,н,в}$ до 160 дБ.

Алгоритмические способы борьбы с помехами. Эти способы легко могут быть модифицированы путем коррекции соответствующих программ. Способы в основном базируются на многократном приеме информации в цифровую ЭВМ.

1. Для подавления импульсных помех используют алгоритм, по которому код текущего состояния принимается за новое значение величины, только если он отличается от кода предыдущего состояния в пределах допустимого отклонения, а в противном случае за новое значение величины принимается прежнее значение, измененное на допустимое отклонение.

2. Цифровая фильтрация помех может состоять в сглаживании текущих цифровых значений сигналов при приеме данных по какому-либо каналу. При этом сглаженное значение величины $N_{сгл}$ определяют по цифровым значениям сигналов в текущем $N_{тек}$ и предыдущем $N_{пред}$ тактах и коэффициенту сглаживания $q_{сгл}$ ($0 < q_{сгл} < 1$):

$$N_{сгл} = q_{сгл} N_{пред} + (1 - q_{сгл}) N_{тек}.$$

3. Гармонический отбор сигнала используют для подавления гармонических помех, возникающих в канале передачи аналоговых сигналов от сети питания с частотой 50 Гц, и состоит в запоминании и последующем суммировании сигналов, зафиксированных в моменты времени, сдвинутые относительно друг друга на интервал, равный половине периода помехи. Ошибка во временном интервале сказывается в значительно меньшей степени, если моменты приема соответствуют максимальным значениям амплитуды помехи. Тогда $k_{п,н,в}$ достигает 120 дБ.

4. Цифровое интегрирование и усреднение сигналов состоит в определении среднего значения сигнала суммированием его цифровых значений в четырех и более последовательных тактах.

5. Алгоритм приема сигналов с предсказанием результата позволяет исключить аномальные изменения сигнала, вызванные помехой, но не применим, если возможны резкие изменения параметров объекта. По алгоритму по предыдущим значениям сигнала определяется скорость его изменения и предсказывается очередное значение; принятый сигнал, значительно отличающийся от предсказанного значения, не используется в последующих расчетах.

6. Статистическая обработка принятых сигналов используется для уменьшения влияния помех в прецизионных каналах передачи аналоговых сигналов. При n -кратном приеме среднеквадратичная погрешность может быть сокращена в $\sqrt{n}$ раз. Возможно исключение результатов приема, лежащих вне доверительного интервала.

7. Для повышения помехоустойчивости каналов передачи цифровых и двухпозиционных сигналов применяют каналы с обратной связью (так называемые способы квитирования, обратной сигнализации; «эхо»-контроля). В каналах с решающей обратной связью правильность передачи информации определяет приемник сигналов, используя для этого избыточность передаваемых кодов; при этом информационный сигнал передается лишь в одном направлении, а по каналу обратной связи передается сигнал о правильности передачи информации или сигнал запроса повторной передачи. При наличии информационной обратной связи по обратному каналу передают сигналы, принятые по прямому каналу, и решение о правильности передачи принимает устройство в источнике информации, сравнивающее сигналы, переданные по прямому каналу, и сигналы, принятые по обратному каналу.

8. Одним из эффективных способов борьбы с помехами в каналах передачи цифровых сигналов является помехоустойчивое кодирование и прием сообщений. В датчиках широко используют V -код и код Грея, а в устройствах передачи сигналов — коды с контролем по четности, позиционный код, различные корректирующие коды.

Список литературы

1-1. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. — М.: Энергия, 1967. — 472 с.

1-2. Основы автоматизированного электропривода/ М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский — М.: Энергия, 1974. — 567 с.

1-3. Справочник по проектированию электропривода, силовых и осветительных установок. — 2-е изд./Под общ. ред. Н. С. Мовсесова, А. М. Храмушина. — М.: Энергия, 1974. — 728 с.

1-4. ГОСТ 505-77. Микросхемы интегральные цифровые. Серия ТТЛ К155ЛА2, К155ЛА3, К155ТМ2.

1-5. Справочник по интегральным микросхемам. — 2-е изд./Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Энергия, 1980. — 816 с.

1-6. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. — 5-е изд. — М.: Энергия, 1971. — 432 с.

1-7. Силовые полупроводниковые приборы (справочник)/ О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Ю. В. Сахаров. — М.: Энергия, 1975. — 511 с.

1-8. Писарев А. И., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями (системы импульсно-фазового управления). — М.: Энергия, 1975. — 264 с.

1-9. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970. — 320 с.

1-10. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. — М.: Энергия, 1970. — 152 с.

1-11. Тиристорный электропривод постоянного тока/Я. Ю. Солодухо и др. — М.: Энергия, 1972. — 103 с.

1-12. Тиристоры (Технический справочник): Пер. с англ./ Под ред. В. А. Лабунова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова. — М.: Энергия, 1971. — 560 с.

1-13. Мощные управляемые выпрямители для электропривода постоянного тока/ Э. М. Аптер и др. — М.: Энергия, 1975. — 208 с.

1-14. Тиристорные электроприводы с реверсорами/ Я. Ю. Солодухо и др. — М.: Энергия, 1977. — 109 с.

1-15. Автоматизированный электропривод в промышленности/ Под ред. М. Г. Чиликина. — М.: Энергия, 1974. — 376 с.

1-16. Управление вентильными электроприводами постоянного тока/ Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский. — М.: Энергия, 1970. — 199 с.

1-17. Фишбейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентиляльного электропривода постоянного тока. — М.: Энергия, 1972. — 136 с.

1-18. Гариов В. К., Рабинович В. Б., Вишневецкий Л. М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. — М.: Металлургия, 1971. — 215 с.

- 1-19. Решмин Б. И., Ямпольский Д. С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов.— М.: Энергия, 1975.—184 с.
- 1-20. Buxbaum A. Das Einschwingverhalten drehzahl geregelter Gleichstromantriebe bei Sollwert- und Laststoßen.— Technische Mitteilungen. AEG—Telefunken, Berlin, 1969, № 6.—S. 353—358.
- 1-21. Динамика позиционной системы регулирования с ПИ-регулятором скорости при малых отклонениях/Б. И. Решмин, Д. С. Ямпольский, А. В. Абрамов, В. Б. Рабинович.—Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок, № 1, 1978, с. 3—8.
- 1-22. Улучшение динамических качеств реверсивного вентильного электропривода при работе без уравнивательных токов/В. Г. Марков, Б. И. Решмин, А. П. Цаллагов, Д. С. Ямпольский.—Электричество, 1975, № 9, с. 42—48.
- 1-23. Бычков В. П., Вера К. М. Компенсация внутренней обратной связи двигателя постоянного тока в системах электропривода с подчиненным регулированием.—Электричество, 1970, № 11, с. 36—38.
- 1-24. Грэм Дж., Тоби Дж., Хьюлсманд Л. Проектирование и применение операционных усилителей: Пер. с англ./Под ред. И. Н. Теплока.—М.: Мир, 1974.—510 с.
- 1-25. Малецкий В. И., Соболев Э. А. Система регулирования скорости с обратной связью по напряжению.—Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок, № 12, 1970, с. 7—8.
- 1-26. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод.—М.: Энергия, 1969.—400 с.
- 1-27. Тиристорные электроприводы прокатных станов/В. М. Перельмутер, Ю. Н. Брауде, Д. Я. Перчик, В. М. Книгий.—М.: Металлургия, 1978.—152 с.
- 1-28. Фрер Ф., Орттенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования.—М.: Энергия, 1973.—192 с.
- 1-29. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования.—3-е изд.—М.: Наука, 1975.—768 с.
- 1-30. Решмин Б. И. Влияние зоны нечувствительности на динамические процессы в вентильном электроприводе с раздельным управлением.—Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок, № 10, 1976, с. 3—14.
- 1-31. Электронная вычислительная машина «МИР-2». Книга 11. Входной язык. Техническое описание. Набор программ. В/О Машприборторг СССР.—М.: 1972.—245 с.
- 1-32. Крейцер Г. П., Умнова Е. А. Избранные алгоритмы и программы для ЭВМ «МИР-2». Корни алгебраических полиномов. Научно-исследовательский вычислительный центр, Научный центр биологических исследований АН СССР в Пущино, 1975.—34 с.
- 1-33. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.—М.: Наука, 1973.—832 с.
- 1-34. Демидович Б. П., Марон И. А., Шувалова Э. З. Численные методы анализа.—М.: Физматгиз, 1963.—400 с.
- 1-35. Бессекерский В. А. Динамический синтез систем автоматического регулирования.—М.: Наука, 1970.—575 с.
- 1-36. Загальский Л. Н., Зильберблат М. Э. Частотный анализ систем регулируемого электропривода.—М.: Энергия, 1968.—106 с.
- 1-37. Касаткин Н. Л. Ремонт и монтаж металлургического оборудования.—2-е изд.—М.: Металлургия, 1970.—312 с.
- 1-38. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем.—М.: Наука, 1977.—560 с.
- 1-39. Левин Л. Методы решения технических задач с использованием аналоговых вычислительных машин: Пер. с англ./Под ред. А. Б. Саввина.—М.: Мир, 1966.—416 с.
- 1-40. ГОСТ 20859-79 (СТ СЭВ 1135-78). Приборы полупроводниковые силовые. Общие технические условия.
- 1-41. Мишкин Э., Браун Л. Приспосабливающиеся автоматические системы: Пер. с англ./Под ред. Я. З. Цыпкина.—М.: Изд-во иностр. лит., 1963.—672 с.
- 1-42. Лавданников Г. П., Миткевич Е. Г. Цифровое моделирование.—Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок, № 12, 1972, с. 3—16.
- 1-43. Языки программирования ДОС ЕС ЭВМ. Краткий справочник/Г. Д. Васюкова и др.—М.: Статистика, 1977.—152 с.
- 1-44. Демидович Б. П., Марон И. А., Шувалова Э. З. Численные методы анализа.—М.: Физматгиз, 1963.—400 с.
- 1-45. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. Пер. с франц./Под ред. К. С. Шифрина.—М.: Наука, 1965.—780 с.
- 1-46. Лигерман И. И. Посты управления производственными механизмами.—М.: Энергия, 1972.—56 с.
- 1-47. Филипов И. Ф. Вопросы охлаждения электрических машин.—Л.: Энергия, 1974.—335 с.
- 1-48. Халецкий И. М. Отопление, вентиляция и холодоснабжение предприятий черной металлургии.—М.: Металлургия, 1973.—240 с.
- 1-49. Справочник по проектированию электроснабжения.—3-е изд./Под ред. В. И. Крупновца, Ю. Г. Барыбина, М. Л. Самовера.—М.: Энергия, 1980.—456 с.

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОУСТАНОВКАМИ

А. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ ДИСПЕТЧЕРСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫМ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЕМ

2-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В настоящем параграфе приведены лишь те основные определения, в которые внесены уточнения по сравнению со вторым изданием Справочника или которые не были в нем приведены.

Автоматизированная система диспетчерского управления энергоснабжением (АСДУ) — система, реализуемая на базе телемеханической техники, диспетчерского оборудования, устройств обработки и воспроизведения информации, обеспечивающая автоматизированный сбор и обработку информации, необходимой диспетчерскому персоналу системы для постоянного централизованного контроля и оперативного управления энергоснабжением промышленного предприятия.

Автоматизированная система управления энергоснабжением (АСУЭ) — человеко-машинная система, реализуемая на базе вычислительной и управляющей техники, а также при необходимости телемеханического и диспетчерского оборудования, обеспечивающая автоматизированный сбор и обработку информации, требующейся для оперативного управления энергоснабжением промышленного предприятия, оптимизации работы энергетического оборудования и режимов производства и потребления различных видов энергии, решения организационно-экономических, отчетно-статистических и других задач.

Пункт управления (ПУ) — пункт, с которого осуществляется централизованное дистанционное или телемеханическое управление и контроль системы.

Местный пункт управления (МПУ) — пункт, с которого осуществляются централизованное дистанционное или телемеханическое управление и контроль части объектов, входящих в систему.

Контролируемый (исполнительный) пункт (КП) — пункт исполнения распоряжений, получаемых с пункта управления и послышки известительных сигналов на пункт управления. Контролируемый пункт может объединять несколько расположенных недалеко друг от друга (до 0,5 км) сооружений системы.

Объект диспетчерского управления — машина или отдельный механизм, управление которым осуществляется с пункта управления путем дистанционного или телемеханического воздействия на соответствующий управляющий аппарат (выключатель, контактор, магнитный пускатель, автоматический выключатель, электромагнитный привод и пр.).

Объект диспетчерской сигнализации — аппарат, агрегат или отдельный узел (выключатель, трансформатор, выпрямитель, задвижка, насос, резервуар, вентилятор, подшипник и т. п.), положение или состояние которого сигнализируется на пункте управления.

Телемеханика — область науки и техники, которая охватывает теорию и технические средства автоматической передачи на расстояние команд управления и информации о состоянии контролируемых объектов с применением специальных преобразований сигналов для эффективного использования каналов связи.

Устройство телемеханики — совокупность аппаратов (приборов) и блоков, выполняющих функции преобразования, кодирования и избирания сигналов для передачи их на значительные расстояния по ограниченному числу линий связи.

Система телемеханики — совокупность комплекса устройств телемеханики, датчиков телеконтроля и каналов связи, обеспечивающих решение задачи телемеханизации объекта или производственного процесса.

Телесигнализация (ТС) — передача на расстояние дискретных сигналов о положении и состоянии контролируемых объектов и производственных процессов, осуществляемая с помощью устройств телемеханики.

Телеуправление (ТУ) — передача устройствами телемеханики дискретных сигналов, воздействующих на исполнительные органы контролируемых объектов, имеющих ряд дискретных положений.

Телерегулирование (ТР) — передача с помощью устройств телемеханики непрерывных или дискретных сигналов, воздействующих на уставки автоматических регуляторов или непосредственно на исполнительные механизмы регулирующих аппаратов контролируемых объектов или производственных процессов.

Телеизмерение (ТИ) — дистанционное измерение, при котором передача измеряемой величины осуществляется путем преобразования этой величины в другую, вспомогательную величину, более удобную для селективной передачи по каналу связи на значительные расстояния, и последующего преобразования этой вспомогательной величины в показания прибора на пункте управления.

Телеизмерение постоянное (ТИП) — телеизмерение, непрерывно подключенное к отдельному каналу связи и приемному измерительному прибору.

Телеизмерение по вызову (ТИВ) — телеизмерение, осуществляемое по команде, посланной с пункта управления и вызывающей подключение к каналу связи на контролируемом пункте передающих устройств, а на пункте управления соответствующих приемных приборов.

Телеизмерение по выбору (ТИВ) — телеизмерение, осуществляемое по запросу диспетчера, при котором на пункте управления происходит подключение к устройству телемеханики соответствующих приемных приборов при постоянно подключенных передающих устройствах на контролируемых пунктах.

Телеизмерение интегральных значений параметра (ТИИ) — телеизмерение величины, полученной путем интегрирования текущих значений контролируемого параметра за установленный период времени.

Канал связи — комплекс технических средств (линия связи, приемо-передающая аппаратура), обеспечивающий возможность обмена сигналами между устройствами телемеханики пункта управления и контролируемых пунктов.

Линия связи — физическая среда и технические средства (кабель, провод, опоры, изоляторы, защитная аппаратура и т. п.), соединяющие пункт управления и контролируемые пункты с целью организации каналов связи для устройств телемеханики.

2-2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ДИСПЕТЧЕРСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

а) Основные положения. Энергохозяйство промышленного предприятия подразделяется на ряд самостоятельных энергетических систем: электроснабжение, водоснабжение, теплоснабжение, газоснабжение и т. п.

По своей структуре, режиму работы, основному назначению промышленные системы энергоснабжения требуют централизованной координации работы, управления и контроля за состоянием всех энергетических объектов и параметров системы. Во многих случаях передачу информации в системах централизованного управления промышленным энергоснабжением целесообразно осуществлять с помощью средств телемеханики.

Системы оперативного диспетчерского управления энергоснабжением могут функционировать в качестве самостоятельных систем автоматизированного диспетчерского управления энергетическим хозяйством (АСДУ) или в качестве оперативно-управляющих подсистем автоматизированных систем управления энергоснабжением (АСУЭ) предприятия.

Оперативное диспетчерское управление автоматизированной системой энергоснабжения промпредприятия, оснащенное средствами телемеханики и, при необходимости, вычислительной техники, обеспечивает: централизацию контроля и управления работой системы; повышение оперативности управления и контроля за работой сооружений и сетей; возможность установления более оптимального режима работы оборудования и сетей; повышение надежности снабжения потребителей различными видами энергии; полное или частичное сокращение дежурного персонала на отдельных сооружениях систем энергоснабжения; более квалифицированное управление системой, сокращение количества аварий, быстрейшую локализацию и ликвидацию их последствий; контроль за рациональным расходованием энергетических ресурсов; сбор и подготовку данных, необходимых для составления энергетических балансов и расчетов технико-экономических показателей по энергоресурсам в рамках учетно-расчетной подсистемы АСУЭ.

В системах энергоснабжения телемеханизированное оперативное управление должно обязательно сочетаться с автоматизацией работы отдельных энергообъектов. Только при совместном применении автоматизации и телемеханизации может быть получен максимальный технический и экономический эффект.

Определение рационального сочетания объемов автоматизации и телемеханизации — один из важнейших вопросов, возникающих при проектировании системы оперативного управления энергетическим хозяйством предприятия. В зависимости от

конкретных условий следует предусматривать автоматизацию работы отдельных объектов или целых сооружений, обеспечивающую возможность работы этих сооружений без постоянного дежурного персонала с централизованным контролем. Необходимость наличия дежурного персонала на контролируемых объектах систем энергоснабжения должна быть в каждом случае обоснована.

На всех автоматизированных и телемеханизированных объектах следует обязательно предусматривать местное управление для ремонта, опробования и пр. При этом при переводе объекта на местное управление должна исключаться возможность других видов управления этим объектом. Ключ перевода на местное управление должен находиться вблизи управляемого объекта в зоне видимости персонала. При телемеханическом управлении должна сохраняться возможность отключения объекта средствами местного управления.

При диспетчерском управлении автоматизированным агрегатом на КП должны предусматриваться оборудование и аппаратура, достаточные для местного управления и контроля работы агрегата.

На объектах, на которых сохраняется постоянный дежурный персонал, устанавливаются местные щиты управления.

Автоматизация энергообъектов, вызванная введением оперативного управления, не исключает и не заменяет собой автоматизацию, выполняющую защитные и другие функции (релейная защита, автоматика безопасности и т. д.), регламентированные соответствующими инструкциями и правилами по каждому виду энергоснабжения.

Допускается объединение различных телемеханизируемых сооружений в один общий контролируемый пункт, если это оправдывается технико-экономическими соображениями. В этом случае связь между сооружением, в котором установлен полукomплект телемеханического устройства, и другими сооружениями системы, также обслуживаемыми этим устройством, осуществляется с помощью контрольных кабелей.

В качестве основного вида каналов связи при телемеханизации энергоснабжения на промышленных предприятиях используются каналы, образованные в проводных линиях связи. Как правило, для этой цели применяют выделенные пары жил в кабелях комплексной телефонной сети предприятия. Устройства частотного уплотнения и различные преобразователи телемеханических сигналов применяют, когда в качестве каналов связи используют занятые телефонные пары, распределяющую сеть предприятия или ВЛ. Применение указанных каналов связи рекомендуется, когда расстояние между ПУ и КП превышает допустимое для выбранного устройства телемеханики; когда прокладка проводных линий связи для данного объек-

та невозможна или связана с большими капитальными затратами.

Резервирование каналов связи, как правило, не требуется.

Решение принципиальных вопросов построения автоматизированных систем диспетчерского телемеханизированного управления для различных видов энергоснабжения промышленного предприятия целесообразно производить совместно. Это позволяет наиболее рационально использовать технические средства и каналы связи, определить объемы и потоки информации, выбрать организационную структуру управления энергетическим хозяйством.

б) Технические средства АСДУ. К техническим средствам, используемым в автоматизированных телемеханизированных системах оперативного управления энергоснабжением, относятся: устройства телемеханики; универсальные и специализированные электронные вычислительные машины; телеизмерительная аппаратура; диспетчерские щиты и пульта; цветные и черно-белые видеодисплеи; электрические печатающие машинки и устройства перфорации; устройства частотного уплотнения и тому подобные преобразователи для передачи информации по ВЛ, распределительной сети предприятия и занятым телефонным парам; источники и аппаратура электропитания.

В системах оперативного управления промышленным энергоснабжением наиболее рациональным является применение малопроводных многоканальных устройств телемеханики.

На одном диспетчерском пункте допускается применение телемеханических устройств разных типов. При этом, однако, должны быть обеспечены идентичность операций, производимых диспетчером, и включение при несоответствиях общей звуковой и световой сигнализации. При наличии на одном пункте управления телемеханического и дистанционного видов управления должна быть обеспечена идентичность операций диспетчера и односторонность воспроизведения информации на диспетчерском пункте.

Для телеизмерений текущих значений электрических параметров (тока, напряжения, мощности и частоты) рекомендуется применять преобразователи электрических величин с выходными сигналами аналоговой ветви государственной системы приборов (0—5 мА или 0—20 мА постоянного тока).

Для телеизмерения текущих значений технологических параметров в других системах энергоснабжения (температура, давление, расход, уровень и пр.) могут применяться измерительные преобразователи с различными выходными сигналами (0—1, 0—2 В переменного тока частотой 50 Гц; аналоговые 0—5 или 0—20 мА постоянного тока; частотные — 4—8 кГц).

Для максимального сокращения количества каналов связи рекомендуется применять измерения по вызову или цикличе-

ские телеизмерения по выбору различных технологических параметров. Для уменьшения общего числа приемных телеизмерительных аппаратов и приборов на пунктах управления следует применять для измерений по вызову (или по выбору при циклических телеизмерениях) общие приборы для поступающих с разных контролируемых пунктов телеизмерений, однородных по типу параметров и номиналам шкал. Все аналоговые измерительные приборы должны быть градуированы в единицах измеряемых параметров, пределы шкал должны удовлетворять соответствующим ГОСТ. Допускается в технических оправданиях случаях в виде исключения одноименные параметры с разными пределами измерения выводить на общие приемные приборы, градуированные в процентах. Если оборудование телемеханического устройства контролируемого пункта допускает подключение к разным каналам телеизмерения одного измерительного преобразователя, то при необходимости осуществления нескольких однородных измерений с одного контролируемого пункта следует использовать для этих измерений общие преобразователи.

Для телеизмерения интегральных электрических параметров (активная и реактивная электроэнергия) рекомендуется применять датчики-преобразователи с импульсным выходом. Цена одного импульса должна выбираться с учетом частоты опроса ТИИ с пункта управления емкости интеграторов (сумматоров), телемеханического устройства и коэффициентов трансформации измерительных трансформаторов тока и напряжения. Для телеизмерений интегральных значений неэлектрических параметров (объемный или массовый расход вещества) рекомендуется применять датчики с измерительными преобразователями частотной ветви ГСП (4—8 кГц) в комплекте с частотными сумматорами. Цена одного импульса на выходе сумматора выбирается с учетом частоты опроса ТИИ с пункта управления емкости интеграторов (сумматоров) телемеханического устройства и пределов текущих значений расхода. Если в одной и той же точке технологического трубопровода производятся измерения текущего и интегрального значений расхода вещества, то для обоих видов измерений следует использовать общее отборное устройство и общий вторичный измерительный прибор.

Аналоговые измерительные приборы рекомендуется применять для телеизмерения параметров, изменяющихся периодически по условиям режимов работы или под действием телеуправления и телерегулирования, когда диспетчера интересует тенденция изменения параметра и отклонения его от нормы.

Цифровые приборы применяют для телеизмерения текущих параметров, характеризующих загрузку отдельных энергообъектов и различные качественные показатели, когда требуется знать конкретные зна-

чения измеряемого параметра при повышенной точности измерения.

Регистрирующие приборы применяют для записи наиболее ответственных суммарных параметров, которые необходимы для анализа работы системы энергоснабжения. Установка регистрирующих измерительных приборов на диспетчерском пункте должна быть предельно ограничена и выполнена при помощи малогабаритной аппаратуры. Регистрацию измеряемых величин, как правило, следует осуществлять с помощью контрольно-измерительных регистрирующих приборов, установленных на контролируемых пунктах.

Для отображения поступающей информации на пункте управления обычно устанавливают диспетчерский щит, на котором изображена мнемосхема контролируемой системы энергоснабжения. На мнемосхеме должны отражаться элементы, позволяющие диспетчеру судить о состоянии сооружений и сетей, находящихся непосредственно в оперативном ведении диспетчера. При использовании фрагментных способов представления информации на пункте управления наряду с диспетчерским щитом используют видеотерминальные устройства с электронно-лучевыми трубками цветного и черно-белого изображения. В этом случае на диспетчерском щите представляется упрощенная общая схема контролируемой системы, детальные же мнемосхемы отдельных объектов отражаются на экранах видеотерминальных устройств.

Применение вычислительной техники в телемеханизированных системах оперативного управления энергоснабжением промышленных предприятий в каждом случае должно иметь технико-экономическое обоснование. Непосредственно в оперативную управляющую подсистему АСУЭ вычислительная техника может применяться, например, для выполнения следующих функций: масштабирования, запоминания состояния контролируемой системы и вывода на дисплей мнемосхем отдельных контролируемых объектов по запросам диспетчера или автоматически при поступлении с объекта вызывного сигнала; выполнения расчетов, связанных с выдачей рекомендаций диспетчерской службе по оптимальному управлению контролируемой системой (советчик диспетчера); диагностики неисправностей оборудования; автоматизированной выдачи запрограммированных заданий обслуживающему персоналу на выполнение различных переключений в контролируемой системе с последующим контролем исполнения; сбора статистических данных для других подсистем АСУЭ (учетно-расчетной, ремонтной и пр.).

Универсальные ЭВМ лучше всего устанавливать в районе расположения пунктов управления, а специализированные мини- и микро-ЭВМ могут устанавливаться на отдельных наиболее ответственных и крупных контролируемых пунктах.

В помещениях, где устанавливается телемеханическое оборудование и вычислительная техника, должны быть обеспечены климатические условия (температура, влажность, запыленность, загазованность и пр.), обусловленные техническими условиями работы этого оборудования.

в) **Организация диспетчерских служб.** Структура оперативного диспетчерского управления энергетическим хозяйством промышленного предприятия устанавливается с учетом следующих основных факторов: масштаб охватываемого системой диспетчеризации хозяйства и соответственно объем информации, используемой в системе; технологическая взаимосвязанность или обособленность отдельных сооружений и узлов, входящих в систему; административно-хозяйственная структура предприятия в целом и его энергетического хозяйства; территориальное взаимное расположение объектов диспетчеризации и пунктов управления и обслуживания объектов диспетчеризации; условия надежности и удобной связи с контролируемыми объектами.

Структура АСДУ может строиться по принципу управления энергоцехами предприятия (по отдельным видам энергии) или по принципу управления энергохозяйством отдельных производственных (технологических) цехов (корпусов).

В первом случае структура АСДУ может быть:

а) *одноступенчатой*, когда в зависимости от масштабов предприятия создается общий пункт управления всеми видами энергоснабжения или отдельные диспетчерские пункты для каждого из энергоцехов предприятия. В первом случае диспетчерская служба АСДУ подчиняется непосредственно главному энергетiku предприятия, а во втором — руководству соответствующих энергоцехов;

б) *двухступенчатой*, когда наряду с пунктами управления отдельных энергоцехов создается центральный пункт управления (ЦПУ) энергоснабжением предприятия. Основной задачей такого ЦПУ является координация работы отдельных диспетчерских служб и связь с внезаводскими производителями и потребителями энергии. Соответственно на ЦПУ передаются только важнейшие телеизмерения и аварийные сигналы с основных энергообъектов. Диспетчерская служба ЦПУ находится в ведении главного энергетика предприятия, диспетчерские же службы отдельных энергоцехов находятся в административном и техническом подчинении у руководства этих цехов, а оперативное подчиняются диспетчерской службе ЦПУ;

в) *трехступенчатой* — при наличии в какой-либо энергетической системе предприятия технологически или территориально обособленных участков или производств, когда в дополнение к двухступенчатой структуре на этих участках создаются местные пункты управления (МПУ).

Во втором случае структура АСДУ, как

правило, двухступенчатая, состоящая из МПУ энергохозяйством отдельных производственных цехов (корпусов) и ЦПУ энергохозяйством предприятия.

Диспетчерская служба МПУ находится в ведении руководства производственного цеха, а оперативное подчиняется диспетчерской службе ЦПУ, которая, в свою очередь, находится в ведении главного энергетика предприятия.

Организационные формы и структура диспетчерских служб определяются местными условиями. Однако ко всем телемеханизированным системам оперативного управления относятся следующие общие положения:

а) диспетчерская служба должна включать в себя персонал и технические средства, которые позволяют осуществлять: централизованный контроль и управление системой; ликвидацию или локализацию аварий (техническая скорая помощь); поддержание заданных значений параметров и требуемого количества энергоносителей; обеспечение выполнения заданных графиков работы энергетического оборудования; наблюдение за состоянием телемеханической аппаратуры, вычислительной техники и другого оборудования системы и обеспечение надежности его работы; подготовку материалов, необходимых для анализа работы систем энергоснабжения, оборудования телемеханики и вычислительной техники; надежную связь между дежурным диспетчерским персоналом, эксплуатационным персоналом и ремонтными бригадами.

При наличии на предприятии нескольких телемеханизированных диспетчерских служб наблюдение за состоянием телемеханических устройств и вычислительной техники целесообразно осуществить единой для всего предприятия службой;

б) техническое руководство работами обходчиков и ремонтных бригад осуществляется персоналом соответствующих цехов (служб) энергоснабжения;

в) связь между дежурным диспетчерским персоналом, находящимся на пункте управления, и эксплуатационным персоналом, находящимся на контролируемых пунктах, в дежурных пунктах и в мастерских осуществляется с помощью аппаратуры прямой диспетчерской связи (с помощью телефонного коммутатора или по радио);

г) контрольно-измерительная аппаратура, используемая для телеизмерений, как правило, находится в ведении службы релейной защиты и автоматики или службы контрольно-измерительных приборов (КИП), которые должны наблюдать за состоянием этих приборов, осуществлять их ремонт и замену.

Штатный состав диспетчерской службы и персонала, обслуживающего технические средства АСДУ, зависит от масштаба системы энергоснабжения, обслуживаемой данной диспетчерской службой, от ее функций и от принятой на данном предприятии

структуры управления и определяется ведомственными нормами и правилами.

Для предприятий с суммарным числом контролируемых энергообъектов до 30 (подстанции 6, 10 кВ и выше, насосные станции, котельные и пр.) целесообразно создание единого диспетчерского пункта с общим диспетчерским щитом и другими средствами представления информации для всего энергетического хозяйства.

Для предприятий с большим числом контролируемых энергообъектов и соответственно с большим объемом обрабатываемой информации предпочтительным является создание отдельных диспетчерских пунктов для управления различными энергосистемами предприятия или энергохозяйством производственных пехон.

Диспетчерская служба должна быть оснащена транспортными средствами, необходимыми для обслуживания контролируемой системы.

2-3. ОБЪЕМ ИНФОРМАЦИИ В ТЕЛЕМЕХАНИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ ОПЕРАТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Объем информации, передаваемой и обрабатываемой в АСДУ, должен определяться в каждом конкретном случае особо на основе тщательного обследования энергетического хозяйства предприятия, изучения опыта эксплуатации и режимов работы отдельных сооружений контролируемой системы, с учетом задач, поставленных перед диспетчерской службой, а также исходя из структуры и задач АСУЭ и АСУП, в которые АСДУ входит.

Объем информации должен сочетаться с принятым для данного предприятия уровнем автоматизации.

Требуемые объемы автоматизации и информации целесообразно устанавливать совместно.

Объем управляющей и контрольной информации, передаваемой на пункт управления, должен быть достаточным для возможности оценки диспетчером состояния системы в целом, работы отдельных ее сооружений и возможности принятия необходимых мер при аварийных ситуациях.

Телеуправление (ТУ) с диспетчерского пункта следует предусматривать в тех случаях, когда в процессе работы телемеханизируемого объекта требуется периодически производить оперативные переключения, а также переключения, связанные с локализацией возможных аварийных состояний объекта (если указанные переключения невозможно или нецелесообразно осуществлять средствами автоматики) и восстановлением рабочей схемы системы энергоснабжения после ликвидации аварий.

Для особо ответственных объектов с целью повышения надежности их работы телеуправление может предусматриваться

в качестве средства, дублирующего автоматическое управление.

Для телеуправляемых объектов, расположенных на сооружениях, работающих без постоянного дежурного персонала, операции телеуправления, так же как и действия устройств защиты и автоматики, не должны, как правило, требовать дополнительных оперативных переключений на месте (с выездом на место персонала). Для объектов, которые нормально работают в автоматическом режиме, но в некоторых случаях требуют осуществлять телеуправление ими, допускается перевод их работы на режим телеуправления с пункта управления.

Объем телерегулирования (ТР), сопровождаемый, как правило, телеизмерением соответствующего технологического параметра, должен быть достаточным для возможности поддержания диспетчером необходимых параметров в контролируемой системе.

Возможны два способа телерегулирования: телерегулирование методом телеуправления по принципу «больше—меньше» и кодовое или аналоговое задание уставок автоматическим регулятором, установленным на контролируемых пунктах. Выбор способа ТР зависит от типа и конструктивных особенностей исполнительных механизмов и функциональных возможностей телемеханического оборудования.

Объем телесигнализации (ТС) должен обеспечить передачу на пункт управления предупреждающих и аварийных сигналов, а также отображение на ПУ состояния и положения основных элементов системы энергоснабжения и состояния устройств телемеханики.

Объем телеизмерения текущих параметров (ТИТ) должен обеспечить диспетчерскому персоналу возможность измерения основных электрических или технологических параметров, отображающих работу систем энергоснабжения и необходимых диспетчеру как для рационального оперативного управления системой, так и для возможности локализации и ликвидации аварий. При определении объема ТИТ в первую очередь необходимо рассмотреть возможность замены отдельных телеизмерений телесигнализацией предельных значений контролируемых параметров или отклонений их от установленной нормы.

Объем телеизмерения интегральных параметров (ТИИ) должен обеспечить персоналу службы главного энергетика предприятия возможность составления энергетических балансов и выполнения расчетов различных технико-экономических показателей по энергоснабжению.

Информация, связанная с ТИИ, предназначена в основном для учетно-расчетной подсистемы АСУЭ, однако ее формирование, передача, прием и воспроизведение осуществляют в рамках АСДУ (оперативно-управляющей подсистемы АСУЭ), так как в этом случае не требуется преду-

смагивать дополнительные технические средства для передачи и приема информации в другие подсистемы АСУЭ.

Во всех системах энергоснабжения ТИИ следует осуществлять по вызову диспетчера или автоматически через заданные промежуток времени (1, 8 или 24 ч).

Воспроизведение ТИИ на диспетчерском пункте осуществляется в основном в виде протокола на бланке с помощью электроуправляемой пишущей машинки. Допускается также дополнительное визуальное воспроизведение ТИИ на цифровых индикаторах.

Когда для составления энергетических балансов необходимо выполнение расчетов расходных параметров в нормируемых (а не в измеряемых ТИИ) единицах или для корректировки измеренных значений по параметрам окружающей или измеряемой среды, следует одновременно с ТИИ осуществлять ТИТ соответствующих параметров с последующей регистрацией их на бланке печатающей машинкой.

Ниже указан максимально возможный объем информации, который с помощью средств телемеханики может передаваться в системе оперативного диспетчерского управления электроснабжением промышленного предприятия, и даны некоторые рекомендации по определению объема информации в конкретных СДУ электроснабжением в пределах приведенного ниже перечня. Аналогичные данные для других промышленных систем энергоснабжения были приведены в предыдущем издании Справочника.

Телеуправление (ТУ):

выключателями на питающих линиях высокого напряжения и линиях связи между подстанциями — при отсутствии АВР или при необходимости частых оперативных переключений;

выключателями понизительных трансформаторов — при необходимости частых режимных переключений. Для двухобмоточных трансформаторов желательно предусматривать телеуправление выключателями высшего и низшего напряжений от одного импульса;

выключателями линий с АЧР (при отсчете ЧАПВ);

выключателями особо ответственных линий 6—10 кВ (для ответственных потребителей телеуправление может дублировать автоматическое управление);

выключателями автоматизированных преобразовательных агрегатов, питающих распределительные шины и контактные сети;

выключателями на линиях тяговых подстанций, питающих контактную сеть; выключателями 6—10 кВ батарей статических конденсаторов;

контакторами освещения территории предприятия.

Телерегулирование (ТР):

коэффициента трансформации на трансформаторах ГПП, имеющих аппарату-

ру для регулирования напряжения под нагрузкой;

емкости батарей статических конденсаторов, имеющих секционное подключение;

возбуждения синхронных двигателей и компенсаторов, влияющих на распределение реактивной мощности в сети.

Телесигнализация (ТС):

положения всех телеуправляемых объектов;

положения нетелеуправляемых выключателей высокого напряжения вводов, секционных, шиносоединительных и обходных выключателей силовых трансформаторов и других приемников напряжением выше 1000 В, которые по характеру эксплуатации находятся в ведении цеха сетей и подстанций промышленного предприятия;

положения отделителей на вводах при напряжении 35, 110 кВ и выше;

положения выключателей отдельных крупных токоприемников, существенно влияющих на распределение мощности, которые по характеру эксплуатации должны управляться с места, из цеха;

аварийного отключения любого выключателя (один общий сигнал с контролируемого пункта);

неисправностей телеуправляемого выключателя трансформатора или преобразовательного агрегата от внутренних повреждений;

срабатывания устройств АЧР (один общий сигнал с контролируемого пункта); замыкания на землю в сетях напряжением выше 1000 В (один общий сигнал с каждой головной подстанции);

неисправности на контролируемом пункте (один общий сигнал с контролируемого пункта, включающий в себя недопустимое изменение температуры в отапливаемых помещениях, замыкание на землю и исчезновение напряжения в цепях оперативного тока, повреждения в цепях трансформаторов напряжения, переключение питания цепей телемеханики на резервный источник и т. п.);

неисправности телеуправляемого трансформатора или преобразовательного агрегата (для каждого агрегата);

неисправности нетелемеханизированных КТП, находящихся в ведении цеха сетей и подстанций предприятия (один сигнал от каждой КТП);

падения давления в маслonaполненных кабелях (по одному сигналу на каждую кабельную линию);

возникновения пожара на необслуживаемых объектах (при появлении дыма);

открывания дверей на необслуживаемых объектах.

Положение разъединителей на диспетчерском щите отражается вручную путем перевода диспетчером символов разъединителей в соответствующее положение по телефонному извещению с контролируемого пункта.

Телеизмерение текущих значений (ТИТ):

напряжения на шинах головных подстанций системы электроснабжения;

тока на одном конце линии между подстанциями, если эта линия по режиму нагрузки может перегружаться;

тока на телеуправляемых трансформаторах и преобразовательных агрегатах — при необходимости осуществления режимных переключений;

тока на батареях статических конденсаторов;

тока на линиях к наиболее крупным и ответственным электроприемникам (все ТИТ тока и напряжения осуществляют по вызову или по выбору);

частоты на питающих линиях от энергосистемы и от собственных источников предприятия;

суммарной мощности (активной и реактивной), получаемой от каждого источника и по предприятию в целом (ТИТ суммарных значений по предприятию в целом осуществляют постоянно с выводом на регистрирующие приборы, а по каждому источнику — по выбору);

нагрузки (активной и реактивной мощности) трансформаторов на ГПП.

Телеизмерения интегральные (ТИИ):

активной электроэнергии на вводных питающих линиях связи с энергосистемой;

активной электроэнергии на отходящих линиях, определяющих электрический баланс подразделений и предприятия в целом;

активной электроэнергии на линиях, питающих сторонних потребителей;

реактивной электроэнергии компенсирующих устройств (для контроля заданного режима работы).

2-4. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЕМ (АСУЭ)

Совершенствование методов управления производством, разработка новых видов оборудования и аппаратуры, использование вычислительной техники открывают перед системой управления электроснабжением значительно более широкие возможности. Современные системы управления промышленным энергохозяйством наряду с решением задач оперативного управления и контроля могут осуществлять также автоматический учет расхода электроэнергии, расчет режимов электропотребления, оптимизацию работы систем электроснабжения.

Для крупных промышленных предприятий комплекс этих задач наиболее эффективно решается в рамках автоматизированной системы управления электроснабжением, которая в свою очередь является подсистемой комплексной автоматизированной системы управления предприятием (АСУП). АСУЭ охватывает все виды электроснабже-

ния, т. е. управляет всем энергетическим хозяйством предприятия.

При создании АСУЭ, оснащенных вычислительной техникой, центр тяжести переносится из области стабилизации основных энергетических параметров и автоматизации повторяющихся операций в область решения задач оптимального управления, т. е. автоматического выбора и реализации наилучшего варианта управления соответствующей энергетической системой предприятия.

Наряду с задачами оптимального управления возникает также необходимость решения в рамках АСУЭ ряда задач, связанных со сбором и обработкой информации, требуемой для составления энергетических балансов, расчета различных технико-экономических и плановых показателей и т. п.

Таким образом, АСУЭ объединяет в себе некоторые функции, присущие АСУП, и задачи, характерные для АСУ технологическими процессами (АСУ ТП).

Автоматизированные системы управления, объединяющие в себе решение административно-организационных вопросов (учет, планирование, оперативное управление и др.) и непосредственное управление технологическими процессами (автоматическое регулирование по оптимальному параметру, оптимизация технологического режима и пр.), называют интегрированными или организационно-технологическими (АСУ ОТ). АСУЭ по выполняемым ею функциям является интегрированной системой.

АСУЭ — иерархическая система, характеризующаяся автономностью входящих в нее подсистем, имеющих самостоятельные цели управления и общую цель, единую для всей автоматизированной системы; наличием внутренних и внешних связей у каждой подсистемы; уплотнением информации при движении ее вверх по иерархии.

Как и любая иерархическая система, АСУЭ состоит из ряда подсистем, находящихся на различных уровнях иерархии и тесно связанных между собой. Число таких уровней, функции отдельных подсистем АСУЭ и связи между ними могут быть различными. Определение оптимальной структуры системы управления, перечня задач, решаемых АСУЭ, и очередности их внедрения являются важнейшими задачами, возникающими при разработке системы в каждом конкретном случае.

Представленная на рис. 2-1 в качестве примера структурная схема АСУЭ построена по функциональному признаку.

Система осуществляет управление всем комплексом энергетического хозяйства промышленного предприятия: электроснабжением, водоснабжением, газоснабжением, кислородо- и азотоснабжением, теплосиловыми установками.

Первый базовый уровень такой АСУЭ занимает подсистема защит и автоматиче-

ского управления отдельными установками. Основными задачами, которые решаются на этом уровне, например в системе электроснабжения, являются: релейная защита и автоматика безопасности; различные блокировки и локальная технологическая автоматика (АВР, АПВ, АЧР и др.);

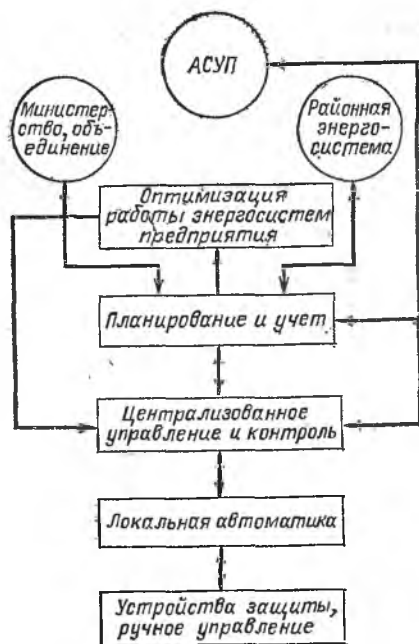


Рис. 2-1. Структурная схема АСУЭ, построенная по функциональному признаку.

автоматическое регулирование отдельных параметров на объектах электроснабжения (АРВ, РПН и др.); измерение различных электрических параметров (ток, напряжение, частота и пр.) для обеспечения работы местных автоматических устройств и передачи измерений в другие подсистемы АСУЭ и в АСУП.

Для выполнения перечисленных функций на подстанциях должна быть установлена соответствующая аппаратура и датчики с преобразователями измеряемых параметров в сигналы ГСП и импульсные.

При разработке АСУЭ к устройствам локальной автоматики предъявляются повышенные требования в отношении надежности их работы, точности измерений, формы выходных параметров. Именно на этом уровне отбирается информация о состоянии и работе контролируемой системы, необходимая для функционирования всех подсистем АСУЭ. Поэтому число датчиков, предусматриваемых на контролируемых энергетических объектах, при наличии АСУЭ возрастает, а их технические характеристики определяются решаемыми в системе задачами.

Система автоматизированного диспетчерского управления энергетическим хозяйством в рамках АСУЭ представляет собой информационно-управляющую подсистему (второй уровень иерархии). В функции этой подсистемы входит:

постоянный автоматический контроль за состоянием системы, режимами работы оборудования и положением основных коммутационных аппаратов;

фиксация и анализ неисправностей, возникающих в системе;

осуществление оперативных переключений по программе или по команде диспетчера в нормальных режимах работы, в аварийных ситуациях и в восстановительный период;

обработка первичной технологической информации, поступающей из первого уровня иерархии, ее хранение, воспроизведение и передача в другие подсистемы АСУЭ;

передача на объекты управляющей информации, поступающей из верхних уровней;

расчет оперативных технико-экономических и эксплуатационных показателей технологического процесса и работы оборудования;

диагностика и прогнозирование технологического процесса и состояния оборудования.

Основное оборудование этой подсистемы располагается на соответствующих пунктах управления системами энергоснабжения.

При проектировании этой подсистемы, как и вообще любых информационных подсистем АСУ, возникает необходимость решать вопросы, связанные с установлением необходимого и достаточного для целей управления и контроля объема информации; выбором источников требуемой информации; определением информационных потоков, входных и выходных данных; разработкой алгоритмов и программ обработки и контроля информации; обеспечением ее достоверности. Передача информации в другие подсистемы АСУЭ требует также решения задач фильтрации и обобщения (уплотнения) передаваемой информации.

Третий уровень АСУЭ занимает учетно-расчетная подсистема. В ее задачу применительно к системе электроснабжения входит:

составление балансов активной и реактивной мощности по отдельным цехам или производствам и по заводу в целом; анализ качества электроэнергии;

определение совмещенной 30-минутной нагрузки предприятия в часы максимума районной энергосистемы;

автоматизированный расчетный и технический учет электроэнергии, потребляемой предприятием и его производственными подразделениями;

расчет удельных расходов электроэнергии на единицы видов продукции;

определение средневзвешенного коэффициента мощности на предприятии;

обработка и передача части информации на следующий уровень АСУЭ и в АСУП.

Для выполнения указанных функций необходимо обеспечить получение соответствующей интегральной информации и использовать специальные устройства, осуществляющие суммирование и автоматическую регистрацию совмещенной 30-минутной нагрузки предприятия (например, устройства типа ИИСЭ, разработанные Белорусским филиалом энергетического института им. Г. М. Кржижановского).

В отличие от подсистем первого и второго уровней данная подсистема является комплексной для всего энергетического хозяйства предприятия, тогда как функции первых двух складываются из самостоятельных (в значительной степени) частей, соответствующих конкретным энергетическим системам.

Четвертый уровень — подсистема оптимального управления. Основной функцией этой подсистемы является обеспечение оптимизации технологических процессов в промышленных системах энергоснабжения. Объем задач оптимизации, решаемых данной подсистемой, будет расширяться по мере их постановки и решения технологами (энергетиками) и разработчиками системы, разработки соответствующих алгоритмов и программ, исследования и отладки их на математических динамических моделях. Соответственно АСУЭ является системой разв и в а ю щ е й с я.

Для системы электроснабжения в комплекс задач, объединенных общим понятием оптимального режима работы системы, входят, в частности, следующие задачи:

- снижение потерь энергии в трансформаторах, воздушных и кабельных линиях; определение и автоматическое поддержание оптимальных напряжений в узловых точках системы;

- оптимизация распределения реактивных мощностей и электрической сети предприятия;

- выбор и автоматическое поддержание оптимальных режимов работы синхронных машин и других источников реактивной мощности;

- определение и автоматическое поддержание оптимальных условий питания предприятия от энергосистемы, а также питания сторонних потребителей от заводской системы;

- выбор наиболее эффективного использования генераторов ТЭЦ и других собственных источников электроснабжения.

Помимо задач оптимизации на данную подсистему возлагается иногда также управление материально-техническим снабжением и ремонтным обслуживанием энергетического хозяйства.

Технической основой автоматизированных систем управления энергоснабжением, как и любых АСУ, являются электронно-вычислительные машины.

Вычислительные машины в АСУЭ выполняют расчетные и информационные функции, осуществляя сбор и обработку информации по заданным программам; технико-экономические и планово-производственные расчеты; выдачу рекомендаций диспетчерскому персоналу, а также могут работать в управляющем режиме, осуществляя непосредственное управление энергетическими процессами путем воздействия на локальные регуляторы.

Оборудование третьей и четвертой подсистем размещается в центральном пункте управления энергоснабжением предприятия (ЦПУЭ). Вычислительная техника, используемая в АСУЭ, может устанавливаться также и в общем вычислительном центре предприятия.

Создание на предприятии АСУЭ требует в каждом конкретном случае технико-экономических обоснований.

2-5. ПУНКТЫ УПРАВЛЕНИЯ

Общие положения. Работа диспетчерского персонала характеризуется повышенной нагрузкой на зрительный и нервный аппарат, требует быстрой реакции и способности принятия ответственных решений. Поэтому к оборудованию пунктов управления (ПУ) предъявляют специальные требования в отношении их оформления, наглядности воспроизводимой информации, надежности работы аппаратуры, простоты и удобства выполнения диспетчером различных операций.

Все органы управления (ключи, кнопки и др.), на которые диспетчеру требуется часто воздействовать, должны быть расположены вблизи него и удобно размещены. Сигнальную и измерительную аппаратуру необходимо установить таким образом, чтобы диспетчер мог легко наблюдать за их показаниями и контролировать их работу.

Чтобы не рассеивать внимание диспетчера и сосредоточить его на наиболее важных аппаратах и приборах, в помещении, где находится диспетчерский персонал, оставляют только сигнальные и измерительные приборы и аппаратуру управления. Вся же передающая и принимающая аппаратура, а также другое оборудование пункта управления, не требующее постоянного наблюдения со стороны диспетчера, выносятся в другое помещение, называемое аппаратной.

Выбор местоположения ПУ. При выборе местоположения ПУ системой необходимо учитывать специфику работы предприятия, расположение контролируемых пунктов и сооружений связи, возможность сокращения и упрощения кабельных коммуникаций и другие факторы. Не допускается размещать ПУ в зоне агрессивных газов, большой запыленности, сильных шумов, а также в помещениях, имеющих вибрацию. Желательно, чтобы расстояния между ПУ и контролируемыми пунктами были

минимальными, что особенно существенно для повышения точности телеизмерений, а также в случаях, когда аварийные бригады размещают непосредственно при пункте управления. Для сокращения длины коммуникационных связей между ПУ и контролируемыми пунктами желательно пункт управления поместить вблизи АТС промпредприятия. С целью упрощения кабельных коммуникаций и строительной части рекомендуется размещать помещения диспетчерского пункта в первых этажах здания.

При сооружении специального здания для пункта управления энергоснабжением наиболее рациональным для мелких предприятий является создание единого пункта управления с общим щитом управления для нескольких систем энергоснабжения, а для крупных предприятий с разнородными энергетическими системами — размещение в одном здании нескольких самостоятельных пунктов управления отдельными энергосистемами и совмещение при этом аппаратной и вспомогательных помещений (ремонтных мастерских, лаборатории и т. д.). В этом случае возможно наличие также общих питающих вводов, выпрямительных устройств, телефонного кросса и т. д.

Требования к строительной части, освещению, отоплению и вентиляции. Пункт управления, как правило, имеет следующие помещения:

диспетчерскую, где находится диспетчер и размещаются диспетчерский щит, пульта управления и другое оборудование, необходимое для оперативной работы диспетчера;

аппаратную, в которой размещаются телемеханические устройства, релейные панели, панели питания, выпрямительные устройства, телефонный кросс и пр.;

аппаратную вычислительной техники, в которой размещаются собственно ЭВМ, различное периферийное оборудование, устройства питания ЭВМ;

телемеханическую мастерскую — помещение для мелкого ремонта телемеханической аппаратуры. На крупных предприятиях мастерская может быть совмещена с лабораторией для испытания, наладки и тренировки устройств телемеханики;

помещение для ремонтных и аварийных бригад, если они размещаются в этом здании;

вспомогательные помещения (кабинет главного диспетчера, комната программистов, кладовая, санузел, комната отдыха и т. п.). При размещении пункта управления в одном здании с другими службами вспомогательные помещения ПУ и других служб должны быть максимально совмещены.

Высота помещения диспетчерской (расстояние в свету от пола до низа прогона или балки) определяется в зависимости от высоты устанавливаемого диспетчерского щита так, чтобы от верхнего обрамления щита до балки было не менее 200 мм (желательно 1000—1500 мм). В помещении ап-

паратной высота должна быть не менее 3 м. Высота остальных помещений пункта управления должна отвечать общестроительным нормам.

Помещения ПУ должны быть оборудованы пожарной сигнализацией, а помещения, в которых размещаются ЭВМ, автоматической системой газового пожаротушения. Помещения ПУ должны быть надежно защищены от проникновения в них пыли и газов.

Помещение диспетчерской, как правило, обеспечивается естественным освещением. Искусственное освещение в помещении диспетчерской должно быть рассеянным и выполнено с помощью люминесцентных ламп. Желательно при этом предусматривать светильники, встроенные в конструкции потолка, или плафоны с рассеивающим оргстеклом. В помещении диспетчерской освещение выполняется равномерным. Светильники при этом располагают таким образом, чтобы поверхность диспетчерского щита была хорошо освещена, но в то же время чтобы исключалась блескость на щите и световые сигналы были ясно различимы.

В помещении аппаратной светильники располагают так, чтобы проходы между рядами установленных здесь шкафов были хорошо освещены. Вдоль стен аппаратной предусматривается установка настенных светильников.

В остальных помещениях диспетчерского пункта освещение выполняется в соответствии с обычными требованиями.

В помещениях диспетчерской и аппаратной кроме рабочего предусматривается также аварийное освещение. Ремонтное освещение во всех помещениях диспетчерского пункта рекомендуется выполнять с помощью переносных электрических светильников, для питания которых вдоль стен устанавливают розетки.

Нормы освещенности в отдельных помещениях ПУ при искусственном освещении приведены в табл. 2-1.

На рис. 2-2, а показан пример выполнения освещения помещений диспетчерской с помощью потолочных световых панелей, рассчитанных на установку в них нескольких люминесцентных светильников. Для освещения задней стороны диспетчерского щита на стене установлены одноламповые светильники. На рисунке буквами у световых панелей обозначен источник питания (Р — рабочий, А — аварийный), а цифрами — ступени включения освещения.

На рис. 2-2, б приведен пример выполнения освещения помещения аппаратной пункта управления.

Относительная влажность воздуха в технических помещениях ПУ должна быть в пределах 40—60% при температуре 20° С.

В помещениях ПУ с объемом на одного человека более 40 м³ и при наличии окон допускается предусматривать естественную вентиляцию помещений в соответствии с санитарными нормами проектирования про-

Таблица 2-1

Нормы освещенности

Помещения в оборудовании	Плоскость нормирования освещенности	Минимальная освещенность от общего освещения при люминесцентных лампах, лк
Диспетчерская:		
общий уровень освещенности по помещению	Горизонтальная на уровне пола	150
фасад щита mimического (темного)	Вертикальная на уровне 1,2 м от пола	200
фасад щита светового	То же	50
задняя сторона щита	» »	75
пульт управления	Поверхность пульта	200
в проходах за щитами и между шкафами	Горизонтальная на уровне пола	50
Аппаратная	Горизонтальная на уровне 0,8 м от пола	300
Аппаратная вычислительной техники	То же	400
Мастерская телемеханического и другого оборудования	» »	300
Лаборатория телемеханики	» »	500

мышленных предприятий. При необходимости в помещении диспетчера должно быть обеспечено кондиционирование воздуха. Вентиляция помещения аппаратной рассчитывается с учетом тепловых потерь от оборудования, установленного в аппаратной.

Уровень воздушного шума в помещении диспетчерской не должен превышать 35 дБ, для чего должна быть предусмотрена необходимая звукоизоляция от шумов внешнего происхождения, а также звукопоглощающее покрытие стен от шумов, возникающих внутри помещения.

Все двери из отдельных помещений диспетчерского пункта должны открываться наружу в сторону эвакуации. Желательно, чтобы вход в помещение диспетчерской был в поле зрения дежурного, находящегося за диспетчерским пультом.

Расчетная температура в обслуживаемых помещениях диспетчерского пункта принимается 18°С.

Компоновка оборудования. В помещении диспетчерской устанавливается диспетчерский щит с мнемосхемой контролируемой системы, оборудованной сигнальной, управляющей и квитирующей аппаратурой, дисплеи и диспетчерский пульт. На пульте обычно располагают приемные измерительные приборы, аппаратуру вызова телеизмерений и телерегулирования, кнопки съема сигналов, номераторы, а также телефонный коммутатор для связи с контролируемыми пунктами и другими абонентами.

В помещении аппаратной размещают телемеханические устройства; буферные запоминающие устройства дисплеев; релейные панели и панели питания; выпрямительные устройства; устройства связи.

При компоновке помещений следует учитывать следующие соображения.

Аппаратную рационально размещать возможно ближе от диспетчерского помещения с тем, чтобы длины соединительных проводов между телемеханическими устройствами, щитом и пультом были минимальными. Наиболее целесообразно располагать аппаратную рядом с диспетчерским помещением (одноэтажное расположение). При двухэтажном расположении аппаратную желательно размещать непосредственно под

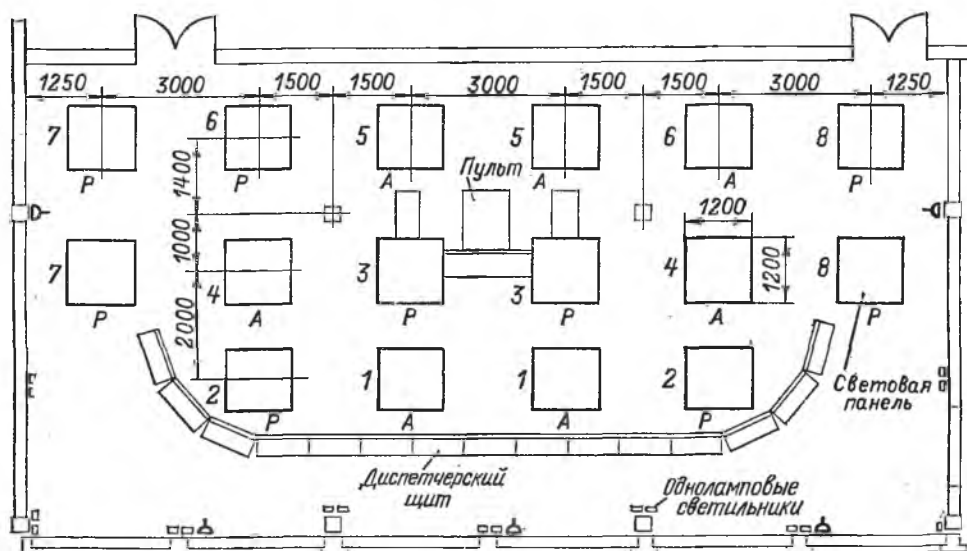
Таблица 2-2

Наименьшие допустимые расстояния, м, в свету между строительными частями здания и оборудованием на пунктах управления

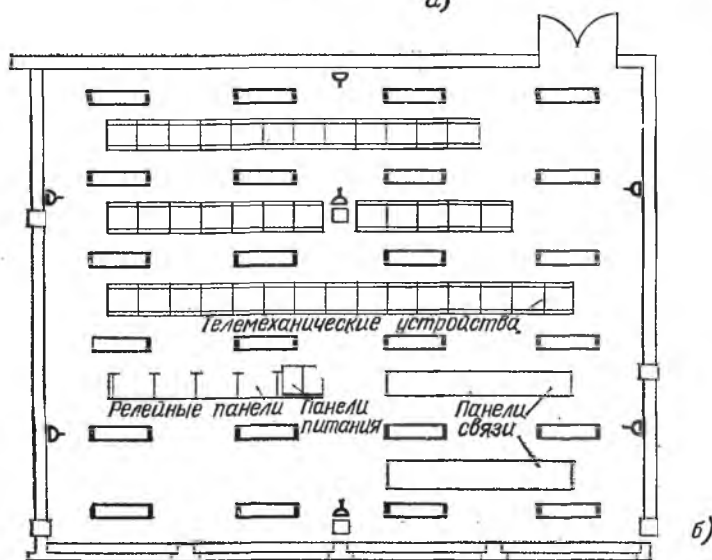
Расстояние между стеной и щитами, шкафами, станинами с аппаратурой:	
рекомендуемое	1,0
минимальное *	0,8
Проходы между стеной и торцами щитов, станинов, стоек	
Проходы между двумя рядами щитов, шкафов или стоек с аппаратурой	0,6
Расстояние между рабочим местом диспетчера за пультом и диспетчерским щитом **	1,0—1,2
минимальное	3,0
максимальное	6,0

* Местные сужения проходов выступающими частями здания или оборудования сверх минимального расстояния не допускаются.

** Выбирается из условий обозреваемости щита диспетчером, находящимся за пультом.



а)



б)

Рис. 2-2. Освещение пункта управления.

а — диспетчерская (буквами у световых панелей обозначен источник питания: Р — рабочий, А — аварийный; цифрами — ступени включения освещения); б — аппаратная.

диспетчерским помещением. Мастерскую располагают обычно рядом с помещением аппаратной. Оборудование аппаратной вычислительной техники производится в соответствии с требованиями, изложенными в § 2-12.

В небольших пунктах управления можно обойтись без специального помещения для аппаратной, располагая телемеханические устройства непосредственно за диспетчерским щитом.

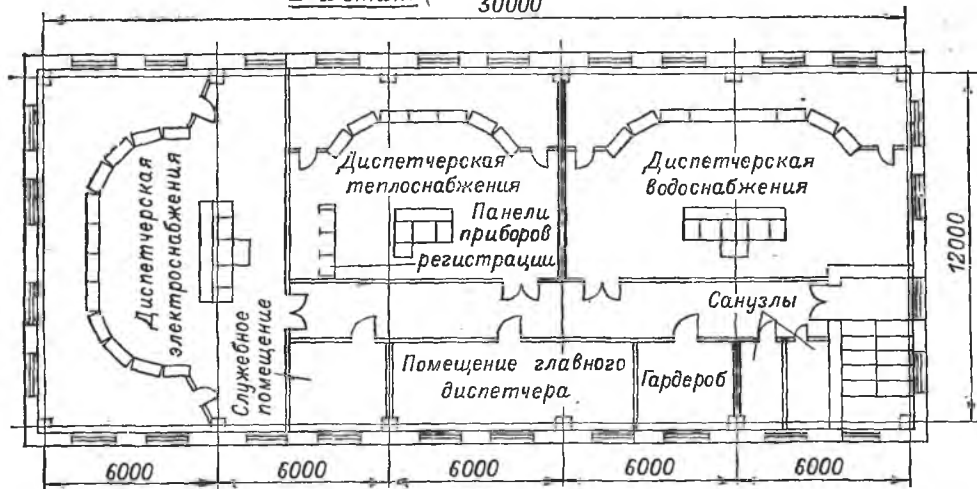
Щит и пульт диспетчера должны быть расположены таким образом, чтобы диспетчер мог обозревать всю схему, изображен-

ную на щите. Допустимые и рекомендуемые расстояния между щитом и рабочим местом диспетчера, а также между оборудованием и строительными частями здания приведены в табл. 2-2.

Пример компоновки оборудования на комплексном ПУ энергоснабжения показан на рис. 2-3.

Электроснабжение пунктов управления. Пункты управления по степени надежности электроснабжения приравниваются к потребителям I категории. Если в контролируемой системе энергоснабжения имеются телеуправляемые потребители особой группы,

2-й этаж 30000

Телемеханические
устройства ТУ-ТС-ТИ

1-й этаж

Телемеханические устройства ТС

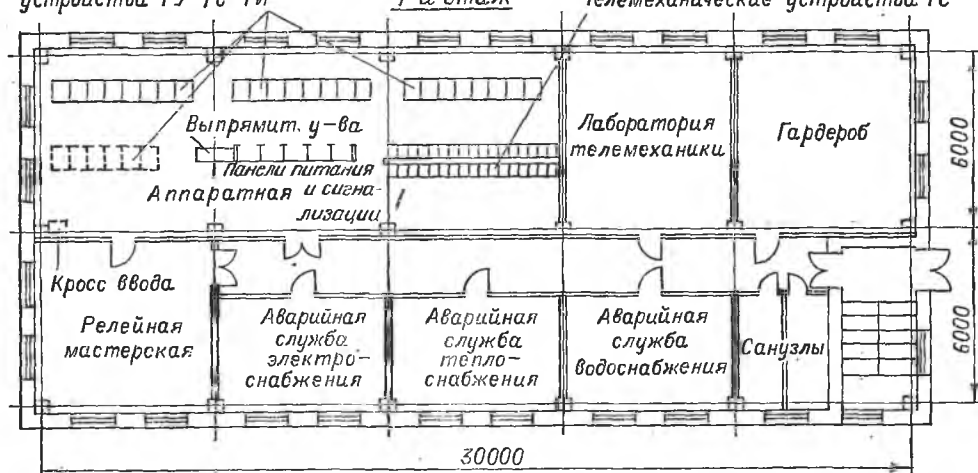


Рис. 2-3. Компоновка помещений и оборудования пункта управления.

а — 2-й этаж; б — 1-й этаж.

I категории, то пункт управления данной энергосистемы также относится к потребителям этой группы.

Питание телемеханических устройств на ПУ осуществляется от источника переменного тока 380/220 В. Колебания напряжения и других параметров питающей сети не должны превышать значений, допустимых для нормальной работы выбранных телемеханических устройств. Питание телемеханических устройств, требующих постоянного тока, осуществляется через выпрямительные устройства. Резервирование питания на пункте управления должно быть предусмотрено от независимого источника, причем для устройств, питающихся постоянным током, требуется резервное выпрямительное устройство.

В отдельных случаях допускается осуществлять резервирование питания от аккумуляторной батареи, работающей в режиме постоянного подзаряда, если пункт управления совмещен с одним из контролируемых пунктов и на нем имеется аккумуляторная батарея для других целей.

Для пунктов управления, относящихся по степени надежности питания к особой группе I категории, наличие третьего автономного источника питания (аккумуляторная батарея, дизель-генератор и т. п.) является обязательным.

Символы диспетчерского щита и цепи сигнализации на ПУ могут питаться как переменным, так и постоянным током напряжением не выше 60 В.

Требования, предъявляемые к питанию

вычислительной техники, рассматриваются в § 2-13.

Кабельная канализация. В помещениях диспетчерской и аппаратной устраивают двойной пол высотой 200—400 мм над отметкой черного пола. Глубина двойного пола определяется в зависимости от высоты диспетчерского помещения и количества прокладываемых кабелей. Двойной пол сооружается под всем помещением диспетчерской и аппаратной, однако съемные плиты устанавливаются только в тех местах, где проходят кабельные коммуникации. Наиболее удобно сооружение двойного пола выполняется с помощью стандартных элементов, специально выпускаемых заводами для этой цели. Такими элементами являются опорные стойки, выполненные в виде регулируемых подъемных винтов, и квадратные металлические или деревянные плиты. Опорные стойки устанавливают в соответствующих местах на черном полу и покрывают по всей поверхности пола съемными плитами, поверх которых укладывают материал покрытия. Высота двойного пола устанавливается с помощью регулируемых опорных стоек.

При двухэтажном расположении диспетчерского пункта кабели могут быть проложены по потолку нижнего этажа на лотках.

Заземление оборудования, установленного на пунктах управления, должно выполняться в соответствии с ПУЭ-76 § 1-7-26 и 1-7-28.

2-6. КОНТРОЛИРУЕМЫЕ ПУНКТЫ

Оборудование централизованного управления, устанавливаемое на КП, необходимо обеспечить надежным электропитанием. Для этого предусматривают два ввода от независимых источников с АВР.

Выпрямительное устройство для КП (если оно необходимо) обычно встраивается в полупаккет телемеханического устройства, являясь его составной частью. Когда непосредственно на КП производится обработка части информации с ее запоминанием или при наличии на КП телеуправляемых объектов особой группы I категории, для обеспечения бесперебойности питания необходимо наличие автономного источника питания (например, аккумуляторной батареи с инвертором) для питания аппаратуры на время срабатывания АВР.

На энергетических сооружениях, входящих в состав АСДУ, необходимо предусматривать место для установки телемеханического и другого специального оборудования КП таким образом, чтобы обеспечивался свободный доступ ко всем элементам оборудования, требующим обслуживания, а кабельные связи между этим оборудованием и контролируемым объектами были кратчайшими.

Освещение в местах установки оборудования КП должно быть достаточным для

выполнения регулировочных или монтажных работ со слаботочной малогабаритной аппаратурой.

Для прокладки кабелей от отдельных контролируемых объектов до оборудования КП, как правило, используют общие для данного сооружения трассы электропроводок. При этом такие кабели должны размещаться на конструкциях отдельно от кабелей напряжением выше 1 кВ. Для некоторых типов устройств телемеханики необходимо прокладывать кабели отдельно и от других контрольных кабелей, используемых на данном объекте.

В соответствии с ГОСТ 16521-74 устройства телемеханики, устанавливаемые на КП, должны быть рассчитаны на работу в условиях с достаточно широким диапазоном температур (от —40 до +50°С). Поэтому, как правило, не требуется предусматривать каких-либо специальных устройств для обогрева телемеханического оборудования и его вентиляции. Однако если климатические условия контролируемого пункта отличаются от указанных в технических условиях на устанавливаемое на нем оборудование, то наличие отопления или вентиляции обязательно. В этих случаях устройства искусственного климата должны работать в автоматическом режиме. При необходимости наружной установки оборудования КП (управление освещением территории предприятия, разъединителями контактной сети и пр.), если последнее не рассчитано на работу в этих условиях, предусматривается установка его внутри специальных отапливаемых сооружений или в металлических шкафах. В этом случае для защиты от прямого попадания осадков или солнечных лучей металлические шкафы рекомендуется размещать под защитными козырьками или рядом со зданиями под навесами. В металлических шкафах допускается осуществлять питание устройств отопления от источника, питающего оборудование КП электроэнергией.

При разработке схем телеуправления необходимо учитывать, что контакты выходных реле, как правило, замкнуты одновременно (с регулировкой от 1 до 3 с). Длительно допустимый ток через контакты выходных реле ТУ на КП — не более 4 А при номинальном напряжении исполнения аппаратуры от 12 до 220 В как постоянного, так и переменного тока. Поэтому, когда срабатывание исполнительного органа длится более указанного выше времени (например, открытие или закрытие задвижки, включение насосных или вентиляционных агрегатов с большим временем запуска, последовательное включение агрегатов, состоящих из нескольких исполнительных органов, и т. п.), необходимо в схемах управления этим объектом предусматривать реле-повторители цепей управления с последующим их подхватом и деблокировкой после выполнения команд управления. Реле-повторители необходимы также, если номинальный или пусковой ток

включающих аппаратов превышает допустимый ток, коммутируемый выходными контактами реле ТУ.

Все телеуправляемые объекты должны иметь возможность местного управления.

При формировании групповых сигналов (неисправности, авария и др.) в схемах местной сигнализации необходимо предусматривать соответствующие указательные реле, которые позволят обслуживающему персоналу быстро определить конкретную причину сигнала. Рекомендуется все указательные реле на объекте группировать в одном месте, например на панелях сигнализации.

Для осуществления ТИТ в системах электроснабжения (напряжения, тока, мощности и частоты) на КП устанавливают измерительные преобразователи. Входы преобразователей подключают к выходам соответствующих измерительных трансформаторов тока и напряжения, а выходы (выходные сигналы 0—5 мА, 0—20 мА или 0—10 В постоянного тока) — к устройству КП телемеханики. В соответствии с этим в местах, где намечено осуществление ТИТ, должна быть предусмотрена возможность подключения преобразователей к цепям измерительных трансформаторов. Допускается использовать для целей ТИТ вторичные цепи тех же измерительных трансформаторов, к которым подключена релейная защита. Измерительные преобразователи тока и напряжения рекомендуются размещать в соответствующих шкафах КРУ или по месту рядом с ними. Измерительные преобразователи мощности размещают на отдельных панелях или в шкафах. Датчики ТИТ как электрических, так и неэлектрических параметров подключают к устройству телемеханики на КП, как правило, отдельной симметричной двухпроводной линией с сопротивлением не более 100 Ом.

В системах электроснабжения ТИИ осуществляются с помощью счетчиков электроэнергетики, оборудованных датчиками импульсов. В отечественной практике широкое распространение получили электрические трехфазные счетчики с датчиками импульсов типов САЗ-И670Д, САЗУ-И670Д, САЗ-И670ДТ, САЗУ-И670ДТ, СА4-И672Д, СА4У-И672Д, СА4-И672ДТ, СА4У-И672ДТ — для измерения активной электроэнергии; СР4-И673Д, СР4У-И673Д, СР4-И673ДТ, СР4У-И673ДТ — для измерения реактивной электроэнергии. Датчик импульсов в указанных счетчиках обеспечивает подачу одного импульса постоянного тока напряжением 12,6 В при каждом обороте диска счетчика. Этот импульс через линию связи длиной до 3 км с параметрами до 190 Ом/км и до 0,1 мкФ/км подается на вход телемеханического устройства. При выборе счетчиков для ТИИ необходимо учитывать, чтобы максимальное количество импульсов за заданный интервал опроса счетчиков (1 ч, 8 ч, 24 ч) не превышало емкости интеграторов на КП устройства телемеханики (до 64 000). В табл. 2-3 при-

Таблица 2-3

Определение цены импульса и количества импульсов в час для счетчиков с датчиками импульсов

Номинальный ток в измеряемой цепи, кА	Номинальное напряжение измеряемой цепи, кВ				
	0,4	3,0	6,0	10,0	35,0
50	34,6	26	52	8,7	30,3
	1,0	10	10	100	100
100	6,9	52	10,4	17,3	60,6
	10	10	100	100	100
150	10,4	7,8	15,6	26	3,1
	10	100	100	100	1000
200	13,3	10,4	20,8	34,6	12,1
	10	100	100	100	1000
300	20,7	15,6	31,1	51,9	18,2
	10	100	100	100	1000
400	27,6	20,8	41,6	6,9	24,2
	10	100	100	1000	1000
600	41,4	31,1	62,3	10,4	36,4
	10	100	100	1000	1000
800	55,2	41,6	8,32	13,8	48,5
	10	100	1000	1000	1000
1000	6,9	51,9	10,4	17,3	60,6
	100	100	1000	1000	1000
1500	10,4	7,8	15,6	26,0	9,01
	100	1000	1000	1000	10 000
2000	13,8	10,4	20,8	34,6	12,1
	100	1000	1000	1000	10 000
3000	20,7	15,6	31,1	51,9	18,2
	100	1000	1000	1000	10 000

Примечание. В числителе указано число импульсов в час, имп/ч; в знаменателе — цена одного импульса, кВт·ч/имп, квар·ч/имп.

ведены данные для определения цены импульса и количества импульсов в час для электрических счетчиков, устанавливаемых в электрических цепях с различными токами и напряжениями.

Для ТИИ неэлектрических величин (объемный или массовый расход вещества за заданный интервал времени) используют технологические датчики, имеющие на выходе унифицированный частотный сигнал (4—8 кГц) в комплекте с частотным сумматором. Частотный сумматор работает таким образом, что при максимальной входной частоте 8 кГц отсчетный узел делает 1000 срабатываний в час и цена одной единицы младшего разряда отсчетного меха-

низма равна 0,1% максимального количества за час. Фактические значения расходов газообразных веществ зависят от температуры и давления. Если в первичных измерительных приборах ТИИ расхода не предусмотрена возможность выполнения непосредственной коррекции измеряемого параметра по температуре и давлению, необходимо, наряду с ТИИ расхода, предусматривать ТИТ температуры и давления, а внесение коррекции в ТИИ осуществлять на диспетчерском пункте вручную или с помощью ЭВМ.

2-7. КАНАЛЫ СВЯЗИ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Для организации каналов связи в системах телемеханизации могут быть использованы проводные линии связи (воздушные и кабельные), линии электропередачи высокого напряжения путем уплотнения высокой частотой и радиолонии (на коротких и ультракоротких волнах). На проводных линиях связи при необходимости получения нескольких каналов в одном направлении может быть осуществлено уплотнение линий разделением каналов во времени или по частоте, а также путем образования искусственных цепей.

Проводные каналы связи (неуплотненные). В условиях промышленных предприятий обычно используют свободные жилы в кабельных линиях связи. Число жил кабельной линии может быть достаточно велико (до 1200 пар в кабелях марки ТГ), и при этом некоторое увеличение жил кабеля, связанное с телемеханизацией, мало сказывается на общих затратах по сооружению кабельных линий связи.

Воздушные проводные линии применяются при наличии опор, если требуется небольшое число каналов связи. При скальном грунте и в районах с вечной мерзлотой воздушные линии являются единственно возможными.

Проектирование каналов для телемеханики целесообразно вести совместно с проектированием каналов связи других назначений.

Максимальные допустимые значения напряжения и тока, передаваемые по выделенным двухпроводным симметричным цепям (кабель марки ТГ с диаметром жил 0,5 мм), для сведения к минимуму взаимного влияния телемеханической передачи и передачи связи приведены в табл. 2-4.

Таблица 2-4

Значения напряжения и тока

Параметры	Переменный ток 50 Гц	Постоянный ток с частотой посылок, имп/с		
		1—2	до 11	12—50
Напряжение, В	80	80	80	60
Ток, мА	20	50	50	30

Передача импульсов постоянного тока по выделенным несимметричным цепям (однопроводным и трехпроводным) допускается при частоте посылок не более 1—12 имп/с, напряжений не более 60 В и токе в каждом групповом обратном проводе не более 30 мА.

Характеристики кабельных и воздушных линий связи. Активное сопротивление кабельных цепей при частотах до 3 кГц с достаточной для практики точностью можно принимать равным сопротивлению цепи при постоянном токе (табл. 2-5).

Рабочая емкость кабельных линий в среднем составляет 0,03—0,04 мкФ/км, индуктивность (0,6—0,8) 10^{-3} Гн/км.

Сопротивление изоляции цепей воздушных линий связи изменяется от 30 МОм/км и более при сухой погоде до 2—4 МОм/км в дождь и туман.

Индуктивность двухпроводной линии с расстоянием между проводами 200 мм равна: при медных проводах около 2×10^{-3} Гн/км; при стальных проводах около $14 \cdot 10^{-3}$ Гн/км. Емкость между проводами (при диаметре 4 мм) составляет 0,007 мкФ/км. Сопротивления приведены в табл. 2-6.

Таблица 2-5

Сопротивление кабельных медных двухпроводных линий постоянному току при 20 °С

Диаметр медной жилы, мм	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,2	1,4
Сопротивление, Ом/км	296,0	190,0	131,6	96,0	72,2	57,0	47,0	32,8	23,8

Таблица 2-6

Сопротивление воздушных двухпроводных цепей постоянному току при 20 °С

Материал провода	Медь		Биметалл	Сплав алюминия			Сталь		
Диаметр, мм	3	4	4	3	4	5	3	4	5
Сопротивление, Ом/км	5,04	2,84	6,44	10,45	5,90	3,78	39,10	22	14,08

Б. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ (АСУ ТП)

2-8. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Автоматизированной системой управления технологическими процессами называется система, реализуемая на базе высокоэффективной вычислительной и управляющей техники, обеспечивающая управление технологическим объектом на основе централизованно обработанной информации по заданным технологическим и технико-экономическим критериям, определяющим количественные и качественные результаты выработки продукта, подготовляющая информацию для решения организационно-экономических задач на вышестоящих уровнях управления предприятием. В АСУ ТП на человека (оператора) возлагаются не столько функции непосредственного управления объектом, сколько функции принятия нетривиальных решений и другие функции, которые не могут быть выполнены без его участия. Оператор в АСУ ТП не столько управляет, сколько направляет функционирование системы.

АСУ ТП в совокупности с технологическим объектом управления составляет *автоматизированный технологический комплекс*. При этом под технологическим объектом управления понимают автоматизированное технологическое оборудование в совокупности со всеми технологическими и другими средствами, непосредственно обеспечивающими осуществление технологического процесса, и сам технологический процесс.

2-9. ПОРЯДОК РАЗРАБОТКИ ДОКУМЕНТАЦИИ

Порядок разработки регламентирован ГОСТ 20913-75* и «Общепраславными» руководящими методическими материалами по созданию АСУ ТП в отраслях промышленности (ОРММ-2 АСУ ТП)».

Предусматривают следующие стадии создания АСУ ТП — техническое задание, технический проект, рабочий проект, внедрение, анализ функционирования. Вновь разрабатываемые АСУ ТП должны создаваться с обязательным включением первых четырех стадий; анализ функционирования предусматривается при создании систем, предназначенных для автоматизации ряда аналогичных или близких по технологии процессов или при наличии решения о том, что на базе данной будет разрабатываться типовая система. При разработке типовой системы проводятся работы лишь по первым трем стадиям.

Техническое задание на АСУ ТП выполняется в соответствии ГОСТ 23252-78.

Виды и комплектность документов на АСУ ТП определяет ГОСТ 24101-80. Требования к содержанию документов оговорены другими стандартами серии ГОСТ 24...

Смета на создание АСУ ТП составляется в соответствии с рекомендациями инструкции СН 202-81 по разработке проектов и смет для промышленного строительства. Смета на оборудование и монтаж составляется по укрупненным сметным нормам, а при отсутствии норм — по прейскурантам и ценам: монтажных работ на основании заявочных ведомостей на все виды оборудования и материалов.

Составление заявочных ведомостей производится в соответствии с рекомендациями ВСН 281-75 «Временные указания по проектированию автоматизации производственных процессов».

Состав программной документации определяется ГОСТ 19.101-77. Основополагающие стандарты по разработке программной документации: ГОСТ 19.101-77, 19.102-77, 19.103-77, 19.104-78, 19.105-78, 19.106-78, СТ СЭВ 1626-79, 2088-80, 2089-80. Требования к содержанию и оформлению документации приведены и в других стандартах серии ГОСТ 19..., а также в СТ СЭВ 1627-79, 2090-80—2096-80. Схемы алгоритмов и программ выполняются по ГОСТ 19.002-80 и 19.003-80.

2-10. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АСУ ТП

1. Системы управления технологическими процессами следует строить, рассчитывая на непосредственное участие оператора в их функционировании. Это оправдано рядом причин.

Во-первых, не удастся исключить опыт и интуицию человека, которые во многих случаях оказывается невозможным формализовать и запрограммировать. Поэтому необходимо предусмотреть возможность вмешательства оператора в нетиповых ситуациях. Во-вторых, вмешательство оператора позволяет избежать простоев, обусловленных недостаточной надежностью технических средств АСУ ТП, так как ущерб от прекращения работы агрегата из-за неисправности АСУ ТП может превысить выгоду, получаемую за период исправной работы АСУ ТП. В-третьих, иногда оказывается сложным автоматизировать некоторые операции по сбору информации и передаче ее на объект управления.

2. АСУ ТП строится по иерархическому принципу. На верхнем уровне иерархии используют ЭВМ, на которые возлагается реализация задач, требующих работы с большими массивами данных, задач, сопряженных со значительными объемами вычислений, и задач, связанных с формулированием и выдачей оператору информации в виде различных протоколов, изображений и сообщений на экране дисплеев, данных на цифровых табло, с получением инфор-

мации от вышестоящих ЭВМ и от ЭВМ агрегатов, смежных в технологическом потоке, а также с выдачей им информации. На среднем уровне иерархии решают задачи управления и регулирования, базируясь на использовании мини-ЭВМ, микро-ЭВМ, программируемых контроллеров и стандартных контрольно-измерительных приборов. При этом программируемые средства управления все более вытесняют традиционные аппаратные решения — локальные системы автоматизации. На нижнем уровне иерархии оказываются силовые электроприводы и исполнительные механизмы. Такая структура существенно повышает надежность функционирования АСУ ТП в целом, так как на среднем уровне используются программируемые средства, не имеющие малонадежных устройств печати и при том с более высоким числом часов наработки на отказ для электронной части. Тогда даже при выходе из строя ЭВМ верхнего уровня иерархии АСУ ТП продолжает функционировать, хотя и с усеченными возможностями.

3. В качестве средств вычислительной техники в АСУ ТП, как правило, используют управляющие вычислительные комплексы (УВК) на базе агрегируемых средств вычислительной техники. Специализированные ВМ, ориентированные на решение определенных задач, создаются на основе детального исследования объекта управления и его взаимосвязей с окружающей средой и являются наиболее простыми, надежными, компактными, учитывающими специфику объекта; применение (использование) таких ЭВМ оказывается оправданным лишь в отдельных случаях из-за больших затрат на разработку. Использование универсальных ЭВМ, обладающих определенной избыточностью по основным показателям, возможно при недостаточном алгоритмизированном производстве с расчетом на наращивание функций по мере изучения производства, усложнения алгоритмов, но такие ЭВМ оказываются неоправданно сложными, дорогими и недостаточны надежными. Формирование же УВК на базе стандартного процессора и набора агрегатных модулей позволяет с минимальными затратами создавать систему, удовлетворяющую конкретным требованиям, изменять эту систему в процессе ее эксплуатации при расширении или изменении задач, постепенно модернизировать систему, заменяя отдельные ее компоненты более совершенными.

4. При разработке систем управляющих алгоритмов следует придерживаться модульного иерархического построения сложных комплексов программ. Иерархическая структура алгоритма сложной системы может быть представлена в виде взаимосвязанных подсистем нескольких уровней, каждый из которых построен по единому принципу. Алгоритмы более высоких уровней используют в качестве операторов алгоритмы низших уровней; таким образом, алгоритм каждого иерархического уровня одновременно является оператором

для следующего уровня. Такими уровнями являются: команда или операция ВМ; макрокоманда, представляющая типовую небольшую совокупность команд; стандартная подпрограмма; функциональная или служебная подпрограмма; функциональный алгоритм; система управляющих алгоритмов.

Построение комплекса программ по иерархическому принципу дает существенные преимущества. Автономизация и распараллеливание процессов разработки и отладки отдельных подпрограмм, входящих в сложный комплекс программ, позволяет упрощать компоненты, снижать трудоемкость и ускорять проектирование всей системы, а также более равномерно загружать разработчиков и используемые ими вычислительные средства. Многократная применимость подпрограмм может существенно сократить общий объем разрабатываемых программ.

2-11. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Важнейшими вопросами проектирования математического обеспечения являются выбор операционной системы, использование библиотечных программ и проблемно-ориентированных пакетов программ, выбор языков программирования. Ниже эти вопросы рассмотрены применительно к двум основным направлениям развития вычислительной техники в рамках серии мини-ЭВМ (СМ ЭВМ) — ЭВМ типа СМ-1, СМ-2 и ЭВМ типа СМ-3, СМ-4.

Проектирование математического обеспечения на базе УВК типа СМ-1 и СМ-2. Операционные системы реализуют заданный при их генерации набор функций по управлению решением задач, вводом-выводом, файлами, связи с оператором системы, а также логической реконфигурации комплекса при ненормальных ситуациях (отказах в оборудовании) и их устранению.

В однозадачной операционной системе все рабочие программы komponуются в одну задачу и выполняются в заданной при компоновке последовательности без прерывания друг друга. Но при этом обеспечивается совмещение во времени выполнения задачи и одной или нескольких операций ввода-вывода.

В многозадачной однопроцессорной операционной системе рабочие программы komponуются в несколько задач, для каждой из которых задаются приоритет и условия запуска (например, время первого запуска и период повторения). Процессор в каждый момент времени решает наиболее приоритетную среди готовых к выполнению задач. Остальные задачи, находящиеся в состоянии готовности, получают управление, если задачи с более высокими приоритетами окажутся в состоянии ожидания какого-либо события (окончания операции ввода-вывода, истечения временного интервала, изменения состояния модуля ввода инициативных сигнала).

лов и др.). При наступлении такого события выполнение задачи с низким приоритетом прерывается. Максимальный объем памяти, занимаемый одной задачей, 32 Кб. Задачи могут объединяться в группы (разделы), причем суммарный объем памяти, занимаемый разделом, также не должен превышать 32 Кб.

В УВК СМ-2 обеспечивается защита памяти между разделами, а также защита системы ввода-вывода от непривилегированных (потребительских) программ. Это позволяет вести отладку программ одновременно с выполнением ответственных задач. В УВК СМ-1 может быть только один раздел и защита памяти не обеспечивается.

Многозадачная мультипроцессорная операционная система (работает только на УВК СМ-2) отличается от многозадачной однопроцессорной системы тем, что обеспечивает одновременное выполнение на двух процессорах двух старших по приоритету задач. Задачи, как и операционная система, хранятся в общей оперативной памяти УВК в единственном экземпляре и никак априори не привязаны к процессорам. Если задача, решаемая одним из процессоров, переходит в состояние ожидания какого-либо внешнего по отношению к ней события, то этот процессор переключается на решение менее важной задачи, которая не выполняется другим процессором. Если для процессора не оказывается задачи, готовой к выполнению, процессор переводится в состояние динамического останова.

В бездисковых вариантах операционных систем все программы операционной системы и все прикладные программы постоянно находятся в оперативной памяти комплекса. В дисковых операционных системах и системные и прикладные программы делятся на два типа: ОЗУ-резидентные, которые во время работы системы постоянно находятся в оперативной памяти, и диск-резидентные, хранящиеся на диске и вызываемые в оперативную память только при необходимости их выполнения. Это позволяет экономить оперативную память системы ценой дополнительной задержки в вызове диск-резидентной программы (среднее время загрузки и запуска диск-резидентной задачи около 100 мс, а среднее время переключения ОЗУ-резидентных задач примерно 1 мс) и невозможности одновременного выполнения двух программ, настроенных на одну и ту же область памяти. Поэтому к разряду диск-резидентных следует относить редко выполняемые программы и программы, не чувствительные к задержкам.

С помощью операционной системы пользователь программирует операции ввода-вывода в своих задачах независимо от конкретного типа периферийного устройства и способа подключения. Прикладная программа обращается к периферийным устройствам по так называемым «логическим номерам». Соответствие между логическими номерами и конкретными (физическими) устройствами устанавливается при ге-

нерации системы и может изменяться во время работы по указаниям оператора.

Операционная система предоставляет потребителю следующие дополнительные возможности, связанные с вводом-выводом: присвоение одному и тому же физическому устройству нескольких логических номеров; присвоение одному и тому же логическому номеру нескольких физических устройств (так называемые альтернативные устройства); постановку запроса в очередь при обращении к устройству, занятому операцией ввода-вывода (заданной той же или другой задачей); совмещение выполнения операции ввода-вывода с продолжением выполнения задачи или же ожидание задачей окончания ввода-вывода; промежуточное автоматическое буферирование при вводе-выводе; работу с отдельными инициативными устройствами и с их группами и др.

В дисковых операционных системах обеспечивается логический метод доступа к файлам, размещаемым на дисках и других носителях информации. Система управления файлами обеспечивает автоматическое распределение дисковой памяти, запоминание, хранение, выборку и модификацию поименованных коллекций данных — файлов. Любая информация, которая представляет собой логически связанную по обработке совокупность данных и которой присвоено имя, является файлом.

Операционные системы предоставляют возможности получения программой значения текущего времени, ожидания заданного момента или истечения заданного интервала, управления работой системы, запуска и останова и изменения приоритета задач, логического подключения и отключения периферийных устройств, изменения их логических номеров, получения информации о работе системы и т. п.

Задачи, не связанные с реальным масштабом времени (трансляция, редактирование, отладка, компоновка программ пользователя, выполнение различных расчетов), могут выполняться в диалоговом или пакетном режиме. Любой из этих режимов может существовать в системе автономно или являться фоном для задач реального времени. Диалоговую обработку можно производить на фоне пакетной.

Каждый пользователь, работающий в диалоговом режиме, вызывает необходимые ему программы в выделенный ему участок (раздел) оперативной памяти с помощью команд оператора, вводимых в систему с пульта устройства (печатающая машинка с клавиатурой, символьный дисплей). На это же устройство выдаются все системные сообщения, относящиеся к работе его программ. В системе может быть несколько пультов оператора, что позволяет независимо друг от друга одновременно работать нескольким пользователям. При диалоговом режиме работы производительность УВК в большой мере определяется скоростью работы человека за пультом. Короткие промежутки выполнения про-

грамм пользователя и системных обрабатываемых программ чередуются с длительными интервалами, во время которых система находится в состоянии ожидания новых команд оператора.

В режиме пакетной обработки периоды ожидания новых инструкций по работе системы сводятся к минимуму. В этом режиме указания пользователя по работе системы вместе с данными и программами, если нужно, готовятся заранее на перфоленте и обрабатываются специальной системой программ-диспетчером пакетной обработки.

Диспетчер пакетной обработки, будучи запущенным на выполнение в каком-либо из разделов оперативной памяти командой оператора, последовательно считывает и обрабатывает управляющие операторы входного потока.

В зависимости от режима работы, выполняемых функций, набора периферийных устройств операционная система занимает в оперативной памяти 2—12 Кслов.

Помимо описанных выше операционных систем, komponуемых из пакета программных модулей АСПО, пользователям УВК СМ-1 и СМ-2 поставляются (по их требованию) операционные системы М-6000, адаптированные к однопроцессорным конфигурациям УВК СМ-1 и СМ-2 с объемом оперативной памяти не более 32 Кслов. К этим системам принадлежат: основная управляющая система (ОУС), обеспечивающая одноканальный режим работы; супервизор реального времени (СРВ), работающий с ОУС и позволяющий выполнять до 28 задач реального времени без их взаимного прерывания; супервизор реального времени модифицированный (СРВ-М), работающий с ОУС и обеспечивающий выполнение до 98 задач реального времени, принадлежащих к двум группам (задачи первой группы прерывают задачи второй группы); дисковая операционная система (ДОС), подготовляющая, отлаживающая и

выполняющая программы пользователя в пакетном и в диалоговом режимах работы; дисковая операционная система реального времени (ДОС-РВ), обеспечивающая одновременную работу УВК в многозадачном режиме в реальном масштабе времени и в режиме диалоговой и пакетной обработки; система управления файлами (СУФ), функционирующая в рамках ДОС-РВ и предоставляющая пользователю дополнительные возможности для эффективной работы с данными, организованными в виде файлов на диске и других стандартных устройствах ввода-вывода; интерпретирующая система БЕЙСИК, предназначенная для решения математических и инженерных задач на диалоговом языке высокого уровня БЕЙСИК.

Языки программирования. Для подготовки программ УВК СМ-1 и СМ-2 пользователю предоставляются следующие языки программирования: мнемокод УВК М-6000, мнемокод УВК М-7000, макроязык, ФОРТРАН-П, ФОРТРАН-IV, АЛГОЛ-60.

Проектирование математического обеспечения на базе УВК типа СМ-3 и СМ-4. Программное обеспечение комплексов СМ-3 и СМ-4 включает средства подготовки, отладки и развития программного обеспечения в пакетном и (или) диалоговом режиме; исполнения программ в режиме разделения времени и в реальном масштабе времени; телеобработки данных; организации и ведения без данных.

Программное обеспечение состоит из операционных систем (ОС) и пакетов прикладных программ (ППП).

Операционные системы. В зависимости от использования системного носителя операционные системы делятся на перфоленточные и дисковые. Основные характеристики операционных систем приведены в табл. 2-7.

Перфоленточная система (ПЛОС) — это комплекс программ, предназначенный для подготовки, отладки и вы-

Таблица 2-7

Основные характеристики операционных систем СМ-3 и СМ-4

Обозначение	Минимальная—максимальная память, Кслов	Языки программирования
ПЛОС	8—28	АСЕМБЛЕР
ДС-СМ	4—28	Диалоговый язык типа БЕЙСИК
ПЛОС-РВ	8—28	АСЕМБЛЕР
ДОС	16—28	АСЕМБЛЕР, макроАСЕМБЛЕР, ФОРТРАН-IV
ДОС-РВ	12—28	АСЕМБЛЕР, ФОРТРАН реального времени
ФОВОС	16—28	АСЕМБЛЕР, макроАСЕМБЛЕР, ФОРТРАН-IV, диалоговый язык типа БЕЙСИК
ОС-РВ	16—124	АСЕМБЛЕР, макроАСЕМБЛЕР, ФОРТРАН-IV
ДИАМС	16—124	Специализированный диалоговый язык, ориентированный на решение информационно-логических задач
ДОС-РВР	32—124	БЕЙСИК-плюс (ФОРТРАН-IV, КОБОЛ — в фоновом режиме для расширенной конфигурации технических средств)
ТМОС	8—124	АСЕМБЛЕР

полнения программ пользователя на языке АССЕМБЛЕР в однопрограммном режиме, а также для подготовки и отладки пользовательских программ перфоленточной операционной системы реального времени (ПЛЮС-RV).

Автономная диалоговая система программирования (ДС-СМ) представляет собой диалоговый язык и программ-интерпретатор с этого языка, предназначенную для разработки, отладки и выполнения программ пользователя, написанных на входном диалоговом языке типа БЕЙСИК.

Перфоленточная операционная система реального времени (ПЛЮС-RV) обеспечивает мультипрограммный режим на приоритетной основе с использованием механизма временного планирования выполнения задач, обеспечивает связь оператора с системой управления и другие важные функции, необходимые для оперативной работы управляющего вычислительного комплекса в мультипрограммном режиме в реальном времени.

Дисковая операционная система общего назначения (ДОС) предназначена для разработки, отладки и выполнения программ в пакетном и диалоговом режимах, содержит набор управляющих программ и построена по модульному принципу, имеет большой набор обрабатывающих программ для передачи файлов с устройства на устройство и ведения библиотек, имеет трансляторы и т. д.

Дисковая операционная система реального времени (ДОС-RV) является мультипрограммной системой, построенной по модульному принципу. ДОС-RV обеспечивает мультипрограммный режим выполнения задач реального времени на приоритетной основе с использованием механизма временного планирования выполнения задач, обеспечивает связь оператора с системой и другие функции, необходимые для оперативной работы УВК СМ-3, СМ-4 в мультипрограммном режиме в реальном времени.

Фоново-оперативная базовая операционная система (ФОБОС) является системой реального времени и характеризуется минимальным по сравнению с другими дисковыми ОС реального времени временем ответа на внешнее воздействие. Ядром операционной системы ФОБОС является супервизор, который допускает одновременное выполнение двух программ — программы реального времени и фоновой программы (в том числе пакета программ). Программа реального времени имеет более высокий приоритет по отношению к программам, работающим в фоновом режиме. Программа реального времени и фоновая программа могут обращаться друг с другом через файлы, организованные на дисках или при помощи специальных системных сообщений.

Дисковая операционная система реального времени (ОС-RV)

представляет собой систему, обеспечивающую решение задач управления в реальном масштабе времени. Система ОС-RV рассчитана на работу с разнообразным оборудованием. Версии системы генерируются в зависимости от применения системы: от небольших систем для лабораторных исследований до больших многопользовательских систем обработки и управления. Операционная система ОС-RV ориентирована на диски и использует их как для сохранения системы и системных файлов, так и в качестве основного носителя данных. Благодаря такому использованию диска возможно создание общей файловой системы, временная выгрузка задачи из оперативной памяти, быстрая инициация задач, работа с перекрытиями. ОС-RV обеспечивает мультипрограммный режим реального времени, разделение ресурсов системы на базе приоритетов. Параллельное выполнение многих задач в режиме реального времени обеспечивается за счет приоритетной диспетчеризации, структуры разбиения памяти на разделы, временной выгрузки задач на диск, оперативного вмешательства пользователей со своих терминалов в процесс прохождения задач.

Дисковая диалоговая многопользовательская система разделения времени и пакет прикладных программ (ДИАМС) ориентированы на управление базами данных и решение информационно-логических задач на дисковых конфигурациях управляющих вычислительных комплексов, создаваемых на базе процессоров СМ-3 и СМ-4.

ДИАМС предоставляет пользователям широкий круг возможностей, в том числе: многопрограммный режим выполнения задач, работу в диалоговом и программном режимах; создание и ведение на дисках баз данных иерархической древовидной структуры (общим объемом до 200 Мбайт); простое обращение к широкому набору внешних устройств, входящих в номенклатуру технических средств СМ ЭВМ; разработку, отладку и исполнение программ на диалоговом языке высокого уровня, ориентированном на обработку строковых данных; одновременный доступ к базе данных многих пользователей (до 40) с различных, в том числе удаленных, терминалов (до 48 терминалов); авторизацию доступа, защиту программ и данных; взаимосвязь между задачами пользователей, генерацию версий системы под конкретную конфигурацию технических средств и заданные функции; оперативную модификацию конфигурации системы; организацию распределенных баз данных на машинных комплексах; диагностический контроль ошибок при работе как системных программ, так и программ пользователей. Входным языком системы ДИАМС является процедурно-ориентированный язык программирования высокого уровня типа БЕЙСИК, ориентированный на обработку строковых данных переменной длины, числовой и логической информации.

Язык содержит набор операторов и функций, необходимых для выполнения операций над строками (сравнение, конкатенация, проверка по образцу, проверка включения и следования, преобразование строк и т. п.), арифметические операции над числами с фиксированной и плавающей запятой, поразрядные булевы операции, а также набор команд ввода-вывода, управления, редактирования и отладки.

Дисковая операционная система разделения времени (ДОС-РВР) обеспечивает функционирование управляющих вычислительных комплексов в мультипрограммном режиме. Система служит для отладки и выполнения программ в режиме разделения временных ресурсов. ДОС-РВР представляет собой эффективное средство, позволяющее большому числу пользователей (до 24) одновременно выполнять задачи вычислительного характера. ДОС-РВР осуществляет работу программ пользователя в диалоговом режиме, использует в работе как локальные, так и удаленные терминалы.

Тест-мониторная операционная система (ТМОС) служит для облегчения процесса наладки и поиска неисправностей в моделях СМ-3 и СМ-4. Она предназначена для повышения эффективности труда персонала, обслуживающего вычислительные комплексы. Система объединяет тестовые средства СМ-3 и СМ-4 в единую тест-мониторную систему с автоматическим выполнением проверочных тестов УВК СМ-3 и СМ-4.

Пакеты прикладных программ делят на процедурно-ориентированные и проблемно-ориентированные.

В состав процедурно-ориентированных пакетов входят:

а) технологически ориентированные пакеты программ (пакеты, реализующие отдельные функции технологии обработки данных); система телеобработки данных (СТОД); пакет программ обработки графической информации (ПГИ); пакет управления базами данных (СУБД) в системе ДИАМС; пакет прикладных программ для ведения банков данных на нерархических многомашинных комплексах СМ-3, СМ-4 и М-4030 (ИРИС);

б) методически ориентированные пакеты программ (пакеты, реализующие логико-математические методы обработки данных); пакет программ численного анализа (ЧАП); пакет программ обработки данных методами математической статистики (ПАСТ); пакет программ методов оптимизации (ОПТИМУМ); пакет программ методов сетевого планирования (ПАСЕП).

В состав проблемно-ориентированных пакетов входят: пакет программ имитационного моделирования непрерывных и дискретных процессов (СИМФОР); пакет программ, ориентированных на экономические применения (ПЭКО); пакет программ обработки данных в системах автоматизации лабораторных экспериментов (ПАЛЭКС);

пакет программ для научно-технических расчетов (НТР).

Технологические и методически ориентированные пакеты программ содержат наиболее распространенные процедуры обработки данных и используются в качестве средств развития программного обеспечения

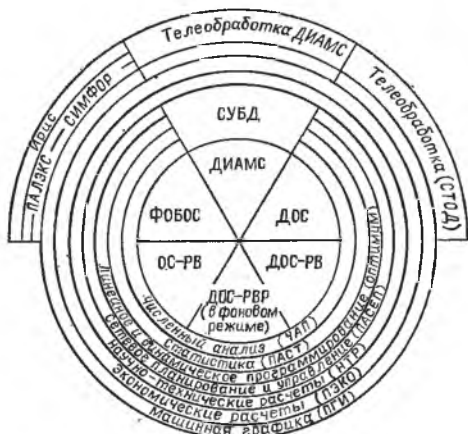


Рис. 2-4. Взаимосвязь операционных систем и пакетов прикладных программ для ЭВМ СМ-3 и СМ-4.

под управлением ДОС общего назначения и в фоновых режимах систем реального времени (рис. 2-4).

2-12. РАЗМЕЩЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ

Вычислительные комплексы должны, как правило, располагаться в отдельных помещениях. Их обычно располагают вблизи центрального поста управления технологическим процессом или вблизи той аппаратуры, с которой вычислительный комплекс имеет наибольшие проводные связи.

Оборудование в помещениях вычислительных комплексов размещают таким образом, чтобы обеспечить удобную работу операторов и обслуживающего персонала. Рекомендуемая высота помещения не менее 3 м. Предпочтительно использовать технологический (двойной) пол, что позволяет удобную прокладку кабелей и компоновку оборудования. При этом необходимо иметь в виду следующее:

1. Помещения вычислительных машин должны располагаться в зданиях не ниже II степени огнестойкости и отделяться от помещений другого назначения негорюемыми стенами (перегородками) с пределом огнестойкости не менее 0,75 ч.

2. Помещения внешних запоминающих устройств в машинных залах, а также многомашинные комплексы должны выделять-

ся несгораемыми перегородками без открытых проемов и samozакрывающимися дверями с уплотнителями в притворах.

Непосредственное сообщение машинных залов с другими помещениями не допускается, кроме помещений внешних запоминающих устройств.

3. Размещение электронных вычислительных машин в подвалах не допускается.

4. Стальные несущие и ограждающие конструкции покрытий над помещениями вычислительных комплексов должны быть защищены огнезащитным материалом или красками, обеспечивающими предел огнестойкости не менее 0,5 ч. Утеплитель по металлическому настилу должен быть несгораемым.

5. Перекрытия над помещениями вычислительных машин должны иметь гидроизоляцию. Прокладка труб канализации и водопровода в помещениях вычислительных машин, как правило, не допускается.

6. В помещениях, смежных с помещениями вычислительных машин, не допускается размещение производств категорий А, Б и Е; смежные помещения с производствами категории В следует отделять противопожарными стенами.

7. В помещениях машинных залов, не имеющих оконных проемов в наружных стенах, должны устраиваться дымовые вытяжные шахты с ручными и автоматическим открыванием при пожаре. Площадь поперечного сечения этих шахт должна составлять не менее 0,2% площади помещений. Шахты следует выполнять из несгораемых или трудносгораемых материалов.

8. Стеллажи или шкафы для хранения перфолент, перфолент, магнитных лент и дисков должны быть из несгораемых материалов.

9. При прокладке кабелей к вычислительным машинам в подпольном пространстве плиты технологических полов должны быть трудносгораемыми с пределом огнестойкости не менее 0,5 ч или несгораемыми. Деревянные полы при наличии глубокой пропитки древесины антипиренами допускаются без дополнительной защиты. Покрытие полов допускается из несгораемых материалов. Стойки технологических полов должны быть несгораемыми.

10. Подпольные пространства под технологическими полами должны разделяться несгораемыми диафрагмами на отдельные отсеки площадью не более 250 м².

11. Облицовку потолков и стен машинных залов следует предусматривать из несгораемых или трудносгораемых материалов.

12. Прокладка кабелей через перекрытия, стены или перегородки и диафрагмы должна осуществляться в несгораемых трубах с соответствующей их герметизацией несгораемыми материалами.

13. Вентиляционные воздуховоды и их изоляция, а также шумоглушители следует выполнять из несгораемых материалов.

14. На приточных воздуховодах в мес-

тах пересечения ими ограждающих конструкций помещений вычислительного комплекса должны устанавливаться быстродействующие огнезамедляющие устройства (заслонки, клапаны и т. п.).

15. В помещениях вычислительных комплексов должно предусматриваться автоматическое выключение приточно-вытяжных систем вентиляции при пожаре.

16. Плиты технологических полов должны быть покрыты материалом, исключаящим накопление статического электричества.

17. Расстояние между полом и фальшполом должно быть не менее 250 мм.

18. В помещениях вычислительных машин не должно быть поверхностей, покрытых меловой побелкой. Потолок и стены должны быть облицованы звукопоглощающим материалом и иметь светлые тона.

19. Помещения вычислительной машины должны быть защищены от проникновения в них пыли и газов.

В помещениях необходимо поддерживать климатические условия в соответствии с ТУ на вычислительные комплексы.

2-13. ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Категория надежности электроснабжения вычислительной техники, применяемой для управления технологическими процессами, определяется в соответствии с § 1-2-17—1-2-20 ПУЭ-76 в зависимости от характера технологического процесса и задач, решаемых вычислительной техникой. Особенностью является необходимость во многих случаях обеспечения бесперебойного питания.

Бесперебойное питание средств вычислительной техники необходимо, когда такое же питание предусмотрено для всего оборудования управляемого технологического процесса, когда управляемый процесс не прерывается при кратковременном исчезновении напряжения (например, на время срабатывания АВР), когда вычислительная техника должна нормально функционировать при исчезновении основного питающего напряжения. При этом следует иметь в виду, что современные УВМ серии СМ имеют защиту, осуществляющую автоматическое отключение УВМ при кратковременном (более 5 мс) понижении питающего напряжения и автоматическое возобновление работы УВМ по заданной программе с прерванного состояния при восстановлении напряжения. Вся информация в УВМ сохраняется. Теряется лишь информация, поступившая в УВМ во время перерыва питания.

Простейшим способом обеспечения бесперебойности питания является использование мотор-генераторных установок переменного тока (рис. 2-5). При наличии маховика такая система поддерживает питающее напряжение на время переключения АВР основного питания. Однако такие сис-

темы не обеспечивают стабильности частоты питающего напряжения.

Необходимым качеством питающего напряжения обладают системы бесперебойного питания с использованием устройств постоянного тока. Возможны самые разнообраз-

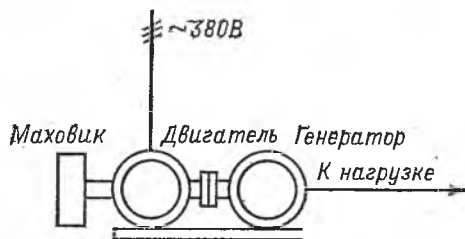


Рис. 2-5. Мотор-генераторная установка переменного тока с маховиком.

ные системы бесперебойного питания, основанные на дублировании, буферизации или переключении источников питания.

На рис. 2-6 показана широко используемая структура системы, в которой питание нагрузки осуществляется от синхронного генератора, приводимого во вращение

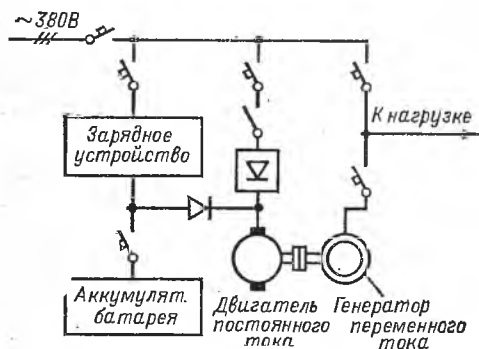


Рис. 2-6. Схема установки бесперебойного питания с вращающимся преобразователем и аккумуляторной батареей.

двигателем постоянного тока, подключенным к основной сети. При исчезновении напряжения в основной сети питание двигателя обеспечивается буферной аккумуляторной батареей, работающей в режиме постоянного подзаряда. Предусмотрена также возможность питания нагрузки непосредственно от основной сети. Заменяв в этой структуре вращающийся преобразователь тиристорным инвертором, получим статический агрегат бесперебойного питания. Такого типа агрегаты получают все большее распространение.

На рис. 2-7 показана схема обеспечения бесперебойности питания, основанная на принципе параллельной работы выпрями-

тельных устройств, питающихся от разных трансформаторов. При снижении напряжения на одном трансформаторе нагрузка мгновенно переходит на другой. Основным недостатком схемы является двойная мощность выпрямительных устройств, каждое

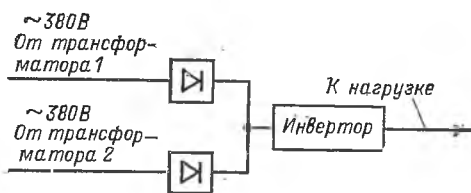


Рис. 2-7. Схема устройства бесперебойного питания с параллельной работой выпрямительных устройств.

из которых должно обеспечивать всю необходимую нагрузку.

При наличии высокочастотного тиристорного переключателя, реагирующего на изменение напряжения сети, может быть реализована схема, представленная на рис. 2-8. Нормально питание от основной сети про-

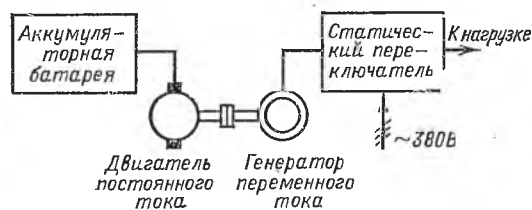


Рис. 2-8. Схема устройства бесперебойного питания с использованием статического переключателя.

ходит через переключатель на нагрузку и синхронный генератор, который работает в двигательном режиме, вращает машину постоянного тока, приводя ее в генераторный режим и обеспечивая подзаряд аккумуляторной батареи. При исчезновении напряжения в основной сети переключатель подключает нагрузку к синхронному генератору, приводимому во вращение двигателя постоянного тока от аккумуляторной батареи.

2-14. НАДЕЖНОСТЬ АСУ ТП

Надежность АСУ ТП определяется как способность системы выполнять заданные функции, сохраняя во времени значения эксплуатационных показателей, установленных в заданных пределах при заданных условиях эксплуатации.

При установлении требований к уровню надежности АСУ ТП учитывают следующие

обстоятельства. Возможное многообразие оценок надежности конкретной АСУ ТП определяется тем, что АСУ ТП являются многофункциональными системами, в состав которых входит большое число технических средств и оперативный персонал: в выполнении какой-либо функции могут использоваться несколько технических средств и участвовать оперативный персонал; одно и то же техническое средство может использоваться в выполнении нескольких функций. АСУ ТП являются восстанавливаемыми и обслуживаемыми системами, рассчитанными на длительное функционирование. АСУ ТП обладают аппаратурной, информационной, временной и функциональной избыточностью, поэтому надежность АСУ ТП в целом может быть выше надежности отдельных устройств системы. Наличие оперативного персонала может как увеличивать общую надежность выполнения заданных функций, когда персонал является резервным звеном управления, так и уменьшать общую надежность АСУ ТП, когда оперативный персонал является необходимым звеном в цепи управления. Надежность АСУ ТП зависит от особенностей программ и алгоритмов, реализуемых техническими средствами и (или) оперативным персоналом. Надежность АСУ ТП зависит от организации технической эксплуатации системы. Уровень надежности АСУ ТП в значительной мере определяет экономическую эффективность системы. В результате снижения надежности АСУ ТП возрастают потери от отказов, а повышение надежности требует увеличения затрат на эксплуатацию и (или) стоимости системы.

Функции АСУ ТП, для которых устанавливаются показатели надежности, задаются как выполнение некоторых действий (функции первого вида) или как достижение некоторого результата, выраженного в удельных (за единицу времени) технических или экономических показателях (функции второго вида). Примерами функций первого вида могут служить сбор и регистрация информации о технологическом процессе, защита технологического агрегата от аварии. Функциями второго вида, например, являются поддержание выпуска продукции на уровне не ниже заданного, обеспечение удельного дохода не ниже планируемого. Перечень и описание функций, по отношению к которым устанавливают требования к надежности, определяют в техническом задании на АСУ ТП.

Отказом функции, учитываемым при оценке надежности АСУ ТП, является полная потеря способности системы выполнять эту функцию или нарушение хотя бы одного из требований, предъявляемых к качеству выполнения функции, возникающее при заданных условиях эксплуатации АСУ ТП и нормально функционирующем технологическом объекте управления. Отказом АСУ ТП в целом (подсистемы АСУ ТП) является отказ совокупности функций, реализуемой АСУ ТП в целом (подсистемой АСУ ТП).

Требования, предъявляемые к надежности АСУ ТП, должны включать требования к безотказности и ремонтпригодности, которые устанавливают для отдельных функций АСУ ТП, АСУ ТП в целом или подсистем АСУ ТП.

В обоснованных случаях по согласованию между заказчиком и разработчиком допускается устанавливать также показа-

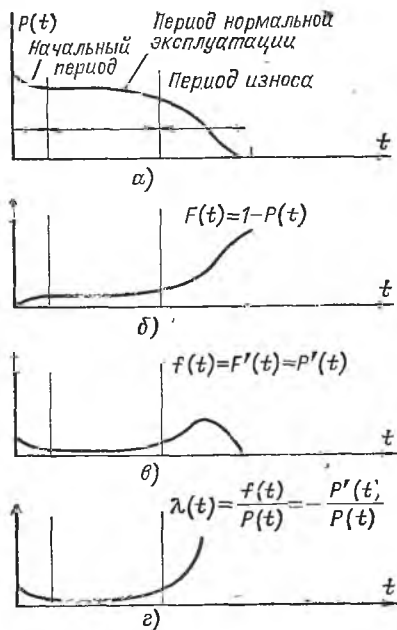


Рис. 2-9. Основные показатели надежности оборудования АСУ ТП.

тели долговечности для отдельных подсистем АСУ ТП или для АСУ ТП в целом.

Основные показатели надежности.

1. Основными показателями безотказности АСУ ТП являются: наработка на отказ (в единицах времени) i -й функции системы ($\bar{T}_i$); j -й подсистемы АСУ ТП ($\bar{T}_{п,j}$); АСУ ТП в целом ($\bar{T}_с$), а также вероятность $P_i(\tau)$ безотказного выполнения i -й функции в течение заданного времени τ ; вероятность $P_{п,j}(\tau)$ безотказной работы j -й подсистемы в течение заданного времени τ ; вероятность $P_c(\tau)$ безотказной работы АСУ ТП в целом в течение заданного времени работы (τ).

Рисунок 2-9 иллюстрирует основные показатели надежности объектов в процессе эксплуатации. На рис. 2-9, а кривая $P(t)$ показывает вероятность безотказной работы в интервале времени от 0 до t или, давая статистическое определение, отношение числа исправных одинаковых систем в момент времени t к числу исправных систем в момент времени $t = 0$. На рис. 2-9, б кривая $F(t) = 1 - P(t)$ показывает вероятность отказа объекта в интервале времени от 0

до t или, давая статистическое определение, отношение числа отказавших систем к моменту времени t к числу исправных систем в начальный момент времени $t = 0$. Кривая рис. 2-9, в иллюстрирует плотность распределения отказов систем $F'(t)$, т. е. отношение числа отказов в интервале времени $[t, t + \Delta t]$ к произведению длительности интервала времени Δt на число исправных систем в начальный момент времени $t = 0$. Кривая рис. 2-9, г представляет собой кривую интенсивности отказов, которая статически определяется как отношение числа отказов в интервале времени $[t, t + \Delta t]$ к произведению числа исправных систем в момент времени t на длительность интервала времени Δt . Если плотность распределения отказов характеризует плотность вероятности отказа к моменту времени t , то интенсивность отказов показывает вероятность того, что система, которая еще не отказывала, откажет на следующем интервале времени.

Период работы системы может быть разделен на три части. Начальный (отладочный) период отличается сравнительно высокой интенсивностью отказов, среди которых преобладают внезапные отказы. В период нормальной эксплуатации интенсивность отказов примерно постоянна. В период износа, когда преобладают постепенные отказы, интенсивность отказов возрастает. Начальный период не существен для потребителя, так как истекает к моменту сдачи системы в эксплуатацию. Наиболее важен период нормальной эксплуатации, характеризующийся интенсивностью отказов $\lambda = 1/\bar{T}$, где $\bar{T}$ — среднее время работы между отказами, ч.

При экспоненциальном законе распределения времени до отказа, когда отказы случайно распределены во времени, надежность системы однозначно характеризуется значением $\bar{T}$ или λ . Вероятность безотказной работы в интервале времени от 0 до t определяется по формуле

$$P(t) = e^{-\lambda t} = e^{-\frac{t}{\bar{T}}}$$

и по истечении среднего времени работы между отказами составляет 0,368.

2. Основными показателями ремонтной пригодности АСУ ТП являются среднее время восстановления $\bar{T}_в$, которое включает в себя время обнаружения и устранения отказа и может быть установлено для способности АСУ ТП к выполнению i -й функции ($\bar{T}_{в, i}$), для работоспособности j -й подсистемы АСУ ТП ($\bar{T}_{в, j}$) и для работоспособности АСУ ТП в целом ($\bar{T}_{вс}$), а также вероятность восстановления в течение заданного времени τ : способность АСУ ТП к выполнению i -й функции $F_{в, i}(\tau)$; работоспособности j -й подсистемы АСУ ТП $F_{в, j}(\tau)$; работоспособности АСУ ТП в целом $F_{вс}(\tau)$.

3. В качестве комплексных показателей, характеризующих совместно безотказность и ремонтнопригодность АСУ ТП, используют: коэффициенты готовности по i -й функции ($K_{г, i}$), j -й подсистеме ($K_{г, j}$) и АСУ ТП в целом ($K_{гс}$); коэффициенты технического использования по i -й функции ($K_{т, i}$), j -й подсистеме ($K_{т, j}$) и АСУ ТП в целом ($K_{тс}$); коэффициенты оперативной готовности по i -й функции ($K_{ог, i}$), j -й подсистеме ($K_{ог, j}$). Под коэффициентом готовности подразумевается вероятность того, что объект окажется работоспособным в произвольно выбранный момент времени в установившемся процессе эксплуатации. Коэффициент готовности определяют как долю времени, в течение которого объект находится в работоспособном состоянии:

$$K_{г} = \frac{\bar{T}}{\bar{T} + \bar{T}_в}$$

Если необходимо оценить не только безотказность и ремонтнопригодность объекта, но и качество работы ремонтных служб, то при определении коэффициента готовности вместо $\bar{T}_в$ подставляют среднее время простоя, которое больше времени восстановления на величину продолжительности ожидания ремонта.

Коэффициент технического использования определяется как отношение

$$K_{т} = \frac{\bar{T}}{\bar{T} + \bar{T}_в + \bar{T}_о},$$

где $\bar{T}_о$ — среднее время простоя, обусловленное техническим обслуживанием.

Коэффициент оперативной готовности — это вероятность того, что функция (подсистема) АСУ ТП, находясь в режиме ожидания, окажется работоспособной в произвольный момент времени в установившемся (стационарном) процессе эксплуатации, и, начиная с этого времени, будет работать безотказно в течение заданного интервала времени.

4. Основным показателем долговечности АСУ ТП является средний срок службы j -й подсистемы ($\bar{T}_{сл, j}$) или АСУ ТП в целом ($\bar{T}_{сл}$).

Оценка достигаемой надежности. При определении требований к надежности необходимо учитывать: назначение и функции АСУ ТП и ее подсистем; условия и режим функционирования АСУ ТП; временные особенности работы управляемого объекта (частота поступающих возмущений, продолжительность смены, продолжительность и периодичность плановых остановок технологического процесса для проведения текущих и капитальных ремонтов оборудования и т. п.); надежность технологических объектов, необходимость и возможность ручного управления технологическим объектом; виды и возможные последствия отказов функций (подсистем, АСУ ТП в целом), достигнутый уровень

надежности аналогичных систем; возможные пути повышения и обеспечения надежности АСУ ТП.

Требования, предъявляемые к надежности АСУ ТП, а также методы оценки и (или) контроля уровня надежности АСУ ТП на различных стадиях создания системы должны быть указаны в техническом задании, техническом и рабочем проектах АСУ ТП, где должны быть приведены необходимые обоснования и расчеты надежности системы.

Оценку надежности АСУ ТП проводят с учетом надежности только технических средств АСУ ТП; надежности технических средств, особенностей программ и алгоритмов; надежности технических средств, особенностей программ и алгоритмов, а также действий оперативного персонала.

Оценку надежности АСУ ТП при ее проектировании (с целью прогноза ожидаемого уровня надежности) можно проводить аналитическими методами, методами статистического моделирования или комбинированными методами.

Проектная оценка надежности АСУ ТП с учетом надежности только технических средств, осуществляемая, как правило, на начальных этапах проектирования системы, является ориентировочной и используется для предварительного определения состава комплекса технических средств и структур АСУ ТП.

Проектная оценка надежности АСУ ТП с учетом надежности технических средств системы и особенностей реализуемых алгоритмов и программ осуществляется, как правило, при разработке технического и программного обеспечения системы. Эту оценку используют, в частности, для выбора комплекса технических средств АСУ ТП, структуры программ и алгоритмов управления, способов алгоритмического и программного контроля и защиты от ошибок.

Проектная оценка надежности АСУ ТП с учетом надежности технических средств системы, особенностей алгоритмов и программ, а также действий оперативного персонала осуществляется, как правило, на завершающих этапах проектирования АСУ ТП для важнейших функций системы. Эту оценку используют для уточнения состава комплекса технических средств, структур и функций АСУ ТП, алгоритмов и программ управления процессом, инструкций для оперативного персонала системы, а также для определения требований к подготовке и квалификации оперативного персонала.

Экспериментальную оценку надежности АСУ ТП (с целью определения фактически достигнутого уровня надежности) можно проводить сбором и обработкой эксплуатационных данных о надежности АСУ ТП, а также организацией специальных испытаний.

Пути повышения надежности. Традиционный путь — резервирование, т. е. ме-

тод повышения надежности объекта введением избыточности, под которой понимают дополнительные средства или возможности сверх минимально необходимых для выполнения объектом заданных функций. Для повышения надежности АСУ ТП применяют структурное (использование избыточных структурных элементов), временное (использование избыточного времени), информационное (использование избыточной информации), функциональное (использование особенностей элементов выполнять дополнительные функции) резервирование, вводят алгоритмическую избыточность, используют системы диагностики состояния оборудования, строят АСУ по иерархическому принципу, предусматривают использование человека в контуре управления при отказе технических средств (эргатическая избыточность).

Информационная избыточность в АСУ ТП может быть введена путем использования избыточных датчиков, а также представления обрабатываемой информации в корректирующем коде (с обнаружением или исправлением ошибок), что при реализации приводит к аппаратурной или временной избыточности.

Временная избыточность обусловлена увеличением времени вычислений (на повторный счет и т. п.) и используется при введении других видов избыточности для исправления ошибок в алгоритме функционирования.

Аппаратурная избыточность — это различные виды резервирования оборудования, введение специальных схем контроля и диагностики, ЗИП и т. п.

Алгоритмическая избыточность используется в различных формах. Наиболее простой метод — дублирование, т. е. повторение решения частей задачи или всей целиком со сравнением результатов, совпадение которых подтверждает правильность решения, а несовпадение инициирует повторение расчета. Недостатки метода — существенное увеличение времени решения задачи, исправление только случайных ошибок. Метод «усеченного» алгоритма, который примерно на порядок короче (по времени выполнения), чем основной, состоит в быстром получении грубой оценки результата для последующего сравнения с результатом вычислений по полному алгоритму. Несмотря на то что метод незначительно увеличивает затраты времени процессора, его применение ограничено тем, что не для каждого алгоритма удастся построить существенно усеченный вариант.

По методу подстановки в исходные уравнения корней, найденных при решении, решение признается правильным, если разность правой и левой части уравнения не выходит за заданные пределы. Такой контроль требует значительно меньше времени, чем повторение решения, и при том обнаруживает не только случайные, но и систематические ошибки, пропускаемые при повторении решения.

По методу контрольных соотношений для проверки решения используют некоторые связи между информационными величинами. Метод точен, эффективен, но ограниченно применим, так как не всегда нужные связи находятся в простой зависимости, удобной для контроля.

Метод проверки предельных соотношений состоит в проверке в контрольных точках алгоритма: находятся ли переменные в заданных пределах. Метод позволяет обнаружить грубые ошибки, которые делают бессмысленными дальнейшие вычисления, но не контролирует достижение заданной точности вычислений.

В. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА

2-15. УПРАВЛЯЮЩИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ КОМПЛЕКСЫ

Ядро комплекса технических средств АСУ ТП составляет управляющий вычислительный комплекс (УВК).

В СССР в 1971—1975 гг. было освоено производство УВК типа М-6000, М-7000, М-400, М-40, ставших основной технической базой АСУ ТП. На смену им пришла создаваемая в рамках СЭВ международная система малых ЭВМ (СМ ЭВМ), модели первой очереди которой (СМ-1—СМ-4) уже поставляются потребителям. Новые разработки следует ориентировать на СМ ЭВМ, которые и рассматриваются ниже.

а) УВК СМ-1 и СМ-2

УВК СМ-1 и СМ-2 komponуются по спецификации заказчика на базе процессоров СМ-1П и СМ-2П из агрегатных модулей с использованием при необходимости периферийных устройств из номенклатуры М-6000/М-7000 АСВТ-М. Эти комплексы обладают полной программной совместимостью с системой М-7000 и односторонней совместимостью на уровне перемещаемых программ с системой М-6000, а также полной совместимостью с данными системами по интерфейсу ввода-вывода.

На базе процессоров СМ-2П можно компоновать мультипроцессорные вычислительные системы с общим полем памяти и общими или отдельными периферийными устройствами. По техническим параметрам и структурным возможностям комплексы СМ-1 и СМ-2 полностью заменяют соответственно комплексы М-6000 и М-7000.

На базе УВК СМ-1 и СМ-2 можно компоновать локальные и территориально рассредоточенные многомашинные комплексы. Передача информации в рассредоточенных комплексах, а также между комплексами и терминалами может осуществляться по телефонным, телеграфным и специальным линиям связи. Обеспечивается сопряжение с ЕС-ЭВМ, системой КАМАК, отечественными агрегатными системами АСЭТ, АСКР, АСПИ, КТС ЛИУС и др.

Таблица 2-8

Характеристики УВК

Параметр	Тип УВК			
	М-6000	СМ-1	М-7000	СМ-2
Максимальный объем оперативной памяти, Кбайт	64	64	256	256
Объем микропрограммной памяти, Кбайт *	—	8	8	16
Число рабочих регистров с адресацией:				
в программе, без учета регистра номера команды, регистров баз, защиты и т. д.	2	4	4	4
в микропрограмме	—	30	7	17
Время выполнения основных операций, мкс:				
сложения с фиксированной запятой	5	2,5	2,5	2,2
умножения с фиксированной запятой	43	36,6	11	10
сложения с плавающей запятой	—	—	35	18—40
умножения с плавающей запятой	—	—	35	23
передачи управления	2,5	2,5	1,6	1,8

* Байт — единица количества информации, представляющая собой группу из соседних двоичных разрядов (обычно из восьми), называемых битами. 1 Кбайт=1024 байт, 1 Мбайт=1024 Кбайт.

Сравнительная характеристика УВК М-6000, СМ-1, М-7000 и СМ-2 приведена в табл. 2-8.

1. Устройства вычислительного комплекса

Процессор СМ-1П (А131-10) конструктивно выполнен в виде автономного комплектного блока, который может уста-

навливаясь на столе (приборный вариант исполнения) или размещаться в типовой стойке СМ ЭВМ. Процессор обеспечивает арифметическую и логическую обработку информации, представленной в виде 18-разрядных (двоичных) слов (16 информационных, 2 контрольных разряда). Управляющая память 4К 18-разрядных слов, цикл обращения 0,3 мкс. Максимальная емкость оперативной памяти 32 Кслов. Максимальное число подключаемых периферийных устройств при одноуровневой адресации 55, а с использованием модуля расширения РИМ (А714-5) при двух ступенях адресации 1728.

Микропрограммное обеспечение СМ-1 реализуется в двух вариантах. Один вариант содержит микропрограммы, интерпретирующие основной набор команд М-7000 в одиораздельном, однопроцессорном режиме, и комплект микропрограмм, интерпретирующих КПДП М-7000. В этом варианте СМ-1 обеспечивает полную совместимость с системой М-7000 и совместимость снизу вверх с системой М-6000 на уровне перемещаемых программ. Второй вариант содержит комплект микропрограмм, интерпретирующих систему команд и организацию КПДП М-6000. В этом варианте СМ-1 обеспечивает полную совместимость с системой М-6000, включая и абсолютные программы.

Оперативное запоминающее устройство А211-15 имеет емкость 4К 18-разрядных слов, цикл обращения 1,2 мкс, время выборки 0,55 мкс и устанавливается в конструкции процессора СМ-1П (до четырех устройств).

Устройства оперативной (А211-19) и постоянной (А221-10) памяти имеют емкость 16К 18-разрядных слов, цикл обращения 1,2 мкс, а время выборки 0,55 и 0,16 мкс соответственно. Устройство оперативной памяти (УОП) предназначено для расширения объема главной памяти УВК до 32К. Устройство постоянной памяти рассчитано на хранение постоянных программ и констант; при наличии постоянной памяти ей присваиваются адреса от 16К до 32К, а объем оперативной памяти 16 Кслов.

Согласователь ввода-вывода (СВВ) А151-6 предназначен для увеличения числа подключаемых к процессору СМ-1П периферийных устройств. С процессором могут работать до трех СВВ. В каждом СВВ имеется 16 выходов на интерфейс 2К, но для подключения каждого СВВ занимает один из выходов на интерфейс 2К в процессоре. Отсюда максимальное число выходов на интерфейс 2К в УВК СМ-1 (на первом уровне) 55 ($16 \times 3 + 10 - 3$).

Процессор СМ-2П (А131-11) устанавливается в типовой стойке СМ ЭВМ совместно с другими агрегатными модулями. В блоке процессора предусмотрено место для восьмиканального коммутатора КМР-8, с помощью которого процессор может связываться с другим процессором, с четырьмя УОП, с тремя СВВ. Имеет управля-

ющую память емкостью 4К 36-разрядных слов, цикл обращения 0,3 мкс. Емкость оперативной памяти до четырех УОП на 32 Кслов каждое. Максимальное число подключаемых периферийных устройств при одноуровневой адресации 56, а с использованием модуля расширения РИМ А714-5 при двух ступенях адресации 1764.

Устройство оперативной памяти А211-18 имеет емкость 32К 18-разрядных слов, цикл обращения 1 мкс, время выборки 0,5 мкс. Представляет собой автономный комплектный блок с местом для установки четырехканального коммутатора КМР-4, служащего для связи с двумя процессорами СМ-2П и двумя КПДП А152-6.

Согласователь ввода-вывода А491-6 предназначен для подключения к процессору СМ-2П периферийных устройств. Имеет место для установки до 16 интерфейсных блоков и четырехканального коммутатора КМР-4, с помощью которого СВВ может подключаться к двум процессорам и двум КПДП.

Канал прямого доступа в память (КПДП) А152-6 рассчитан на быстрый обмен информацией между оперативной памятью и периферийными устройствами. Каналу доступно до 48 периферийных устройств, подключаемых через СВВ, и два периферийных устройства, подсоединяемых непосредственно к КПДП через интерфейс 2К. КПДП может обслуживать одновременно до четырех устройств ввода-вывода, подключаемых через СВВ, или одно устройство ввода-вывода, подключаемое непосредственно к КПДП. При обслуживании устройства, подключаемого через СВВ, обеспечивается скорость обмена по словам 400 тыс. в секунду, по байтам 550 тыс. в секунду; при обслуживании устройства, подключаемого непосредственно к КПДП, достигается максимальная скорость обмена по словам 700 тыс. в секунду, по байтам 1,1 млн. в секунду. Канал выполнен в виде автономного блока, в котором имеется также место для установки восьмиканального коммутатора КМР-8, с помощью которого канал может быть связан с четырьмя УОП и тремя СВВ.

Восьмиканальный КМР-8 (А151-4) и четырехканальный КМР-4 (А151-5) коммутаторы предназначены для обеспечения внутрисистемных связей между устройствами УВК СМ-2. С помощью распределенного коммутатора в УВК реализуется полная матричная коммутация каждого процессора и канала с каждым УОП и СВВ. КМР-8 устанавливается в конструкции СМ-2П или КПДП, КМР-4 — в конструкции УОП или СВВ.

2. Устройства ввода-вывода и внешней памяти

Устройство внешней памяти на магнитной ленте УВПМЛ А311-3 имеет накопитель типа ЕС-5012 (допускаются ЕС-5017, ЕС-5019 и др. с таким же интерфейсом во-

да-вывода). Скорость передачи информации 16 (через процессор) или 64 Кбайт/с (через КППД). Максимальная длина ленты 760 м. Плотность записи 8 (стандартная), 32 строки/мм. Носитель — стандартная 9-дорожечная магнитная лента шириной 12,7 мм. Число накопителей 1—8.

Модуль внешней памяти кассетный А311-4 предназначен для подготовки, ввода, вывода и хранения больших массивов информации в УВК с процессорами М-6000, М-7000 или СМ. Использует магнитную ленту длиной 86 м и шириной 3,81 мм в кассете «Компакт». Максимальная емкость на каждой из двух дорожек 160 Кбайт. Переход с одной дорожки на другую осуществляется вручную переворачиванием кассеты. Режим работы — старт-стопный с остановкой на межзонных промежутках. Длина зоны 1—2048 байт. Скорость обмена информацией 375 ± 10 байт/с, время перемотки до 90 с. Обеспечивается защита от непредусмотренного стирания. Максимальное удаление от места подключения — до 10 м. Питание модуля $220 \text{ В}_{-15}^{+10}\%$, 50 Гц; потребление 60 В·А.

Устройство внешней памяти на магнитной ленте А311-7 выполнено на базе одного — четырех накопителей ИЗОТ-5003 (соответственно исполнение 1—4) производства НРБ. Используется в УВК на базе процессоров М-6000, М-7000, СМ-1П и СМ-2П. Использует магнитную ленту шириной 12,7 мм, намотанную на катушках диаметром 216 мм. Емкость одной ленты 12 Мбайт. Число дорожек 9. Плотность записи 32 строки/мм. Скорость движения ленты при записи и воспроизведении 31,75 см/с. Скорость перемотки 220 см/с.

Устройство внешней памяти на магнитном диске А321-1 выполнено на базе одного (исполнение 1) или двух (исполнение 2) накопителей на магнитном диске с фиксированными головками Д801В (ЕС-5060) производства ВНР. Используются в УВК на базе процессоров М-7000, СМ-1П, СМ-2П. Среднее время доступа 10 мс, скорость передачи информации 84,5 Кслова в секунду. Полезная емкость одного накопителя 432 Кслова, одной дорожки 1536 слов. Питание $220 \text{ В}_{-15}^{+10}\%$, 50 Гц. Потребление 440 В·А на один накопитель.

Устройство внешней памяти на магнитных дисках и магнитных барабанах А322-2 использует накопители типа ЕС-5052 (на магнитных дисках) и (или) ЕС-5035 (на магнитных барабанах). Максимальная емкость одного накопителя ЕС-5052 7,25 Мбайт, ЕС-5035 2 Мбайт. Количество накопителей до 2. Скорость передачи информации: ЕС-5035 100 Кбайт/с, ЕС-5052 156 Кбайт/с. Среднее время доступа ЕС-5035 0,02 с, ЕС-5052 0,06 с.

Устройство внешней памяти на магнитных дисках А322-3 выполнено на базе накопителя ИЗОТ-1370 производства НРБ. Используется в УВК на базе процессоров СМ-1П и СМ-2П (исполнение 1—4),

М-6000 и М-7000 (исполнение 5—6) и содержит один (исполнение 1,5), два (исполнение 2 и 6), три (исполнение 3) или четыре (исполнение 4) накопителя. Среднее время доступа 57,5 мс, скорость обмена информацией 156 Кслова в секунду. Максимальная емкость одного накопителя 2,4576 Мслова при разбивке поверхности дисков на 24 сектора. Возможна работа с накопителями, в которых поверхность разбита на 16 секторов и соответственно емкость не выше 1,6384 Мслова. Число дорожек на одной поверхности 200, число поверхностей четыре. Питание устройства $220 \text{ В}_{-15}^{+10}\%$, 50 Гц.

Устройство ввода с перфоленты (УВ в ПЛ) А411-4 предназначено для ввода двоичной и символьной информации с 5—6—7—8-дорожечной перфоленты со скоростью до 1500 строк в секунду без реверса.

Устройство вывода на перфоленту А421-2 выполнено на базе перфоратора ПЛ-150 и предназначено для записи в виде отверстий на 8 и 5-дорожечной перфоленте информации, полученной из вычислительного комплекса. Скорость вывода до 150 строк в секунду.

Устройство печати технологической информации (УПТ) А521-2 предназначено для алфавитно-цифровой печати на телеграфной ленте или на рулонной диаграммной ленте, где помещается до 30 строк вдоль рулона, а длина строк может достигать 4000 знаков при длине рулона 10 м.

Устройство печати знаковсинтезирующее А521-4 и А521-5 предназначены для вывода информации из ВК М-6000, М-7000, СМ ЭВМ и регистрации ее на бумажном носителе шириной соответственно 420 и 142 мм и числом знаков в строке 128 и 32. Кроме того, А521-4 обеспечивает вывод из ВК графической информации. Устройства печатают со скоростью до 100 знаков в секунду, временем перемещения на одну строку 150 мс. Число печатаемых экземпляров три (оригинал и две копии). Питание $220 \text{ В}_{-15}^{+10}\%$, 50 Гц.

Устройство А521-4 имеет четыре исполнения: с буферной памятью (исполнение 2 и 4) и без нее (исполнение 1 и 3), на подставке (исполнение 1 и 2) и без нее (исполнение 3 и 4). Объем буферного запоминающего устройства (ЗУ) 128 знаков. Скорость записи в буфер 285 000 знаков в секунду. Направление печати слева направо, а при наличии буферной памяти также и справа налево. Скорость вычерчивания графиков не менее 75 мм/с; разрешающая способность при выводе графиков 0,423 мм. Для подключения устройства А521-4 к ВК АСВТ-М и СМ ЭВМ необходимо использовать согласователь интерфейсов 2К/2ТБ типа А711-13, а для подключения к дисплейному модулю ДМ-500 или ДМ-2000 — согласователь интерфейсов 2КС/2ТБ типа А711-14.

Устройства последовательной печати А521-7 и А521-8 созданы на базе знаково-

го мозаичного печатающего устройства DZM-180 (производство ПНР). Имеют максимальную скорость печати 180 знаков в секунду, не более 158 знаков в строке.

Устройство А521-7 применяется с ВК на базе процессоров М-6000, М-7000 и СМ-1П и имеет буферное ЗУ на 256 знаков для хранения информации, выводимой на печать, и формы печатаемых символов. Скорость записи в ЗУ до 40 000 знаков в секунду.

Устройство А521-8 выводит на печать алфавитно-цифровую информацию с экрана дисплейного модуля ДМ-500 или ДМ-2000.

Во всех описанных устройствах печати А521-4, А521-5, А521-7, А521-8 ассортимент печатаемых символов 96, высота знаков 2,54 мм, шаг строк 4,23 мм, используется бумага специальная шириной 420 мм с краевой перфорацией, сфальцованная в стопу. Питание устройства 220 В $^{+10}_{-15}$ %, 50 Гц.

Устройство параллельной печати А522-5 предусмотрено для вывода информации из ВК АСВТ-М и СМ ЭВМ на бумаге шириной до 250 мм. Выполнено на базе печатающего механизма ЕС-7184А (модель А522-5/1) производства ВНР. Объем буферной памяти печатающего устройства 20 символов. Скорость печати при длине строки до 20 символов 843, до 40 символов 478, до 60 символов 330, до 80 символов 253 строки в минуту. Ассортимент печатаемых символов 96.

Устройство печати с клавиатурой (УПК) А531-3 выполнено на базе пишущей машинки «Консул-260» и предназначено для последовательного ввода с алфавитно-цифровой клавиатуры и вывода на печать символьной информации со скоростью до 10 символов в секунду. Ассортимент алфавитно-цифровых символов 93.

Станция индикации графических данных СИГД (А531-1) индицирует на экране ЭЛТ графическую и символьную информацию. Количество точек 1024×1024. Число различных воспроизводимых знаков 96. Количество символов, размещаемых на экране, 4096. Время вычерчивания вектора 55 мкс. Яркость 100 нт. Рекомендуемая частота кадров 50 Гц.

Параметры станций индикации данных и дисплейных модулей даны в § 2-22.

3. Агрегатные модули связи с объектом

Модули ввода аналоговых сигналов. Аналого-цифровой преобразователь сигналов постоянного напряжения интегрирующего типа с изменяемым быстродействием А611-4 обеспечивает преобразование в цифровой 11-разрядный код сигналов постоянного напряжения в диапазоне —5—0—5 В. Быстродействие 25 и 100 преобразований в секунду. Класс точности 0,2/0,15. Сопряжение 2К. Подавление помехи общего вида не менее 60 дБ. Подавление помехи нор-

мального вида не менее 36 дБ при быстродействии 25 преобразований в секунду.

Аналого-цифровой преобразователь сигналов постоянного напряжения с заземленным входом (АЦП) А611-8/1 обеспечивает преобразование в цифровой 10-разрядный код сигналов постоянного напряжения в диапазоне 0—10 и 0—5 В. Быстродействие 5·10⁴ преобразований в секунду. Класс точности 0,2/0,15. Сопряжение 2К. На входе встроенный коммутатор на четыре канала для подключения непосредственно до четырех датчиков или до четырех групп датчиков через внешние коммутаторы (до 1024 датчиков).

Аналого-цифровой преобразователь сигналов постоянного напряжения с изолированным входом (АЦП) А611-8/2 обеспечивает преобразование в цифровой 10-разрядный код сигналов постоянного напряжения в диапазоне 0—10 и 0—5 В. Быстродействие 3·10⁴ преобразований в секунду. Класс точности 0,3/0,2. Подавление помехи общего вида не менее 60 дБ.

Модуль управления коммутаторами МУК А612-1 обеспечивает управление коммутаторами. Аналоговый выход подключается к АЦП. Обеспечивает управление 256 датчиками. Сопряжение 2К. Имеет восемь мест для установки модулей КССУ, КСНУ, БФЛ-4, БФЛ-5.

Расширитель управления коммутаторами РУК А612-2 предназначен для установки коммутаторов. Управляется от А612-1. Имеет 16 мест для установки КССУ, КСНУ, БФЛ-4, БФЛ-5.

Модуль коммутации сигналов низкого уровня (коммутатор контактный) КСНУ А612-5 обеспечивает коммутацию сигналов от термопар, термометров сопротивления, потенциометрических датчиков и сигналов напряжения. Входной сигнал —100—0—100 мВ, 0—10 В. Время коммутации 15 мс. Количество входных каналов 16. Устанавливается в А612-1 или А612-2, занимает два места.

Модуль коммутации сигналов среднего уровня (коммутатор бесконтактный) КССУ А612-9 обеспечивает коммутацию сигналов постоянного напряжения среднего уровня. Входные сигналы —5—0—5 В. Время переключения 3 мкс. Количество входных каналов 16. Подключается к модулю управления коммутаторами А612-1 или к расширителю управления коммутаторами А612-2, занимает в нем одно место.

Усилитель сигналов низкого уровня (усилитель нормирующий) УН А613-1 обеспечивает усиление аналоговых сигналов в диапазонах —10—0—10 мВ; —20—0—20 мВ; —50—0—50 мВ; —100—0—100 мВ. Выходной сигнал —10—0—10 В (А613-1/1), —5—0—5 В (А613-1/2). Класс точности 0,2. Время установления 1 мс.

Модуль фильтров БФЛ-4 А613-6 обеспечивает фильтрацию аналоговых сигналов низкого 0—0,1 В (А613-6/1) или среднего 0—5 В (А613-6/2, А613-6/3) уровня с подавлением помех частотой 50 Гц не менее

60 дБ в А613-6/1, А613-6/2 и не менее 40 дБ в А613-6/3. Содержит 16 фильтров. Устанавливается в А612-1 или А612-2, занимая одно место.

Модуль нормализации МН А613-2 обеспечивает преобразование сигналов термометров сопротивлений, потенциометрических датчиков, термопар в напряжения постоянного тока низкого или среднего уровня; преобразование входного сигнала напряжением 10 В в сигнал напряжением 5 В, а также ввод эталонного сигнала 0,01—5 В. Содержит четыре ячейки нормализации, состав которых определяется по опросному листу заказчика. Устанавливается в кроссовом шкафу (секции) или на кроссовой панели (А651-1, А651-2).

Блок нормализации БН-9 обеспечивает преобразование входного токового сигнала 0—5 мА (БН-9А, БН-9Г), 0—20 мА (БН-9Б, БН-9Д), 0—100 мА (БН-9В, БН-9Е) в сигнал напряжения 0—5 В (БН-9А—БН-9В) или 0—10 В (БН-9Г—БН-9Е). Устанавливается в кроссовом шкафу (секции) или на кроссовой панели (А651-1, А651-2).

Рассмотренные модули могут быть использованы как в УВК М-6000, М-7000, так и в УВК СМ ЭВМ. Последующие модули рассчитаны на применение в УВК СМ ЭВМ.

Модуль аналого-цифрового преобразования МАЦП А611-19 преобразовывает сигналы в диапазоне —5—0—5 В или —10—0—10 В в 11-разрядный двоичный код с классом точности 0,2. Время преобразования 30 мкс. Нарботка на отказ 20 тыс. ч. Входное сопротивление 1 МОм. Предусмотрен дифференциальный вход аналогового сигнала, обеспечивающий подавление помех общего вида 60 дБ. Допустимые напряжения помехи общего вида 25 В. Модуль устанавливается в СВВ А151-6 (для СМ-1П) или А491-6 (для СМ-2П), образуя совместно с коммутаторами А612-10, А612-11 систему ввода аналоговых сигналов.

Модуль аналого-цифрового сравнения МАЦС А611-20 применяется в УВК СМ-1 и может устанавливаться в СВВ А151-6. Обеспечивает сравнение аналоговых сигналов —10—0—10 В с кодированным сигналом, выданным процессором, а также преобразование аналоговых сигналов в код по алгоритму, реализуемому программным способом. Основная погрешность 0,2%. Время установления 2 мкс. Допускаемое напряжение помех общего вида 50 В, коэффициент подавления помех общего вида 60 дБ.

Коммутатор бесконтактный КБ А612-10 (на базе оптронов) подключает к АЦП датчики и преобразователи ГСП с выходным сигналом 0—10 В постоянного тока. Количество каналов двухполосных 16, однополосных 32. Погрешности коэффициента передачи при сопротивлении нагрузки не менее 1 МОм не превышают 0,1—0,2%. Нарботка на отказ 40 тыс. ч. Время коммутации 100 мкс.

Коммутатор сигналов тока и напряжения выносной КТНВ А612-15 применяется в УВК М-6000, М-7000, СМ-1, СМ-2 и может быть удален на расстояние до 1 км. Подключает к приемникам аналоговой информации датчики и преобразователи ГСП с выходом по току —5—0—5 мА или напряжению —10—0—10 В. Выходные сигналы: —10—0—10 В. Число подключаемых каналов 16, выходных каналов 1. Число полюсов коммутации 3. Основная погрешность коммутации не превышает 0,1% для сигналов тока и 0,05% для сигналов напряжения. Время установления сигнала с погрешностью, не превышающей основную, не более 5 мс. Питание 220 В, 50 Гц. Коммутатор управляется бесконтактными модулями А641-1, А641-3 или «сухими» контактами.

Модуль выборки и запоминания МВЗ А613-3 предназначен для построения систем ввода аналоговых сигналов с улучшенными динамическими характеристиками. Модуль (или группа модулей) позволяет запоминать мгновенные значения входного сигнала с малой погрешностью во времени и амплитуде, одновременно мгновенные значения сигналов группы датчиков, мгновенные значения сигнала датчика в нескольких точках временной оси для анализа формы сигнала и его параметров. Диапазон входных и выходных сигналов —5—0—5 В. Модуль содержит три—четыре независимые схемы запоминания с временем установления выходного сигнала до 5 мкс при скачке на входе от 0 до 5 В. Скорость спада выходного сигнала в режиме хранения при 20°С не превышает 1 мВ/мс, а при повышении температуры на 10°С возрастает не более чем на 1 мВ/мс. Основная приведенная погрешность при времени хранения 10 мс, температуре 20°С, влажности 30—80% не превышает 0,1%.

Преобразователи измерительные групповые ПИГ А614-2, А614-3, А614-4 предназначены для сбора и преобразования в унифицированный сигнал постоянного тока сигналов удаленных датчиков. Преобразователи допускают удаление от центрального оборудования УВК на расстояние до 1 км. Выполняются в кожухе для настенного монтажа. Питание 220 В, 50 Гц.

Преобразователь А614-2 собирает и преобразовывает сигналы 16 дифференциально-трансформаторных датчиков и датчиков переменного тока (ГОСТ 9895-78), удаленных от преобразователя не более чем на 250 м. В схеме преобразователя предусмотрена гальваническая развязка линии связи с УВК. Класс точности 0,5. Время преобразования 150 мс. Выходной сигнал —5—0—5 мА. Сопротивление нагрузки с учетом линии связи 0—2,5 кОм. Преобразователь управляется модулями МКУБ 4—8-разрядным двоичным кодом.

Преобразователь А614-3 собирает и преобразовывает сигналы 16 изолированных от земли термометров сопротивления (градировок 20—24) и реохордов (с пре-

Таблица 2-9

Исполнения модуля

Номинальное напряжение входных сиг- налов, В	+6	+12	+24	—6	—12	—24	+3,4	«Сухой контакт»
Исполнения датчика:								
бескон- тактного	1	2	3	7	8	9	13	—
контакт- ного	4	5	6	10	11	12	—	14

делами изменения сопротивления 0—100, 0—120, 0—300 Ом). Диапазон выходных сигналов 0—5 или 0—10 В. Зависимость выходного сигнала от входного линейная. Класс точности 0,4. Связь с датчиками осуществляется четырехпроводной линией с сопротивлением каждого провода до 100 Ом. Время преобразования 1 мс. Преобразователь управляется модулями А641-1, А641-3, А641-9 или от «сухих контактов».

Преобразователь А614-4 собирает и преобразовывает сигналы 16 термометров термоэлектрических ТПП, ТХА, ТХК, датчиков постоянного напряжения 0—10, 0—20, 0—50, 0—100 мВ и реохордов (с пределами сопротивления 0—100, 0—120, 0—300 Ом). Диапазон выходных сигналов 0—5, 0—10 В. Зависимость выходного сигнала от входного линейная. Класс точности 0,4. Связь с термометрами термоэлектрическими осуществляется термоэлектродными проводами, с реохордами — по четырехпроводной схеме, с датчиками постоянного напряжения — по двухпроводной схеме. Сопротивление каждого провода до 100 Ом. Входное сопротивление не менее 100 кОм. Время преобразования 2,5 мс. Управляется преобразователь аналогично А614-3. Имеет устройство автоматической компенсации погрешности от температуры свободных концов термометров термоэлектрических, допускает помеху общего вида до 100 В.

Модули ввода дискретных сигналов. К модулю МВвДИ, МВвИС любой модификации должна подключаться группа датчиков, имеющих одинаковые параметры сигналов. Исполнения модуля в зависимости от параметров датчиков, входящих в группу, и напряжения входных сигналов приведены в табл. 2-9.

Модуль группового управления вводом дискретной информации (МГУ) А622-1/1 обеспечивает размещение и подключение к одному сопряжению 2К до 22 модулей МВвДИ, МВвИС, МВвЧИС, набираемых в произвольном сочетании. Модуль А622-1/2 подключается к МГУ А622-1/1 и увеличивает его емкость, добавляя дополнительные 22 места для установки МВвДИ, МВвИС, МВвЧИС.

Модуль ввода дискретной информации (МВвДИ) А622-2 обеспечивает ввод информации от 16 двухпозиционных датчиков.

Выполнен на интерфейсной карте. Подключается непосредственно к сопряжению 2К или же к МГУ.

Модуль ввода импульсных сигналов (МВвИС) А622-3 применяется для ввода технологической информации, для согласования различных систем с импульсным представлением информации. Ввод информации в УВМ производится как по программе, так и по запросу от модуля при поступлении синхронизирующего сигнала на вход модуля, выделенный для его приема. Модуль имеет не менее девяти входов и не менее девяти выходов. Максимальная длительность принимаемых импульсов 2 мкс, минимальная длительность паузы между импульсами 25 мкс.

Модуль ввода инициативных сигналов (МВвИС) А622-4 обеспечивает ввод информации от датчиков инициативных или аварийных сигналов, а также от датчиков, редко меняющих свое состояние. Информация выдается по восьми каналам. Сигнал готовности выдается модулем при изменении состояния хотя бы одного из датчиков (происшедшего после последнего опроса модуля) в любую сторону, только из 0 в 1, или только из 1 в 0 (устанавливается при наладке). При опросе модуля готовность снимается, а в нулевой разряд регистра записывается ноль. Выполнен на интерфейсной карте. Подключается непосредственно к сопряжению 2К или же к МГУ.

Модуль ввода инициативных сигналов (МВвИС) А622-8 предназначен для ввода дискретных позиционных, импульсных и инициативных сигналов и применяется в УВК с процессорами М-6000, М-7000, СМ-1П, СМ-2П. Модуль может работать в режиме ввода сигналов с формированием сигналов прерывания при изменении входных сигналов из 0 в 1 или 1 в 0 (инициативный ввод) или в режиме ввода сигналов состояния датчиков объекта (безинициативный ввод). Количество входов 16, выходов 16. Выполнен на интерфейсной плате. Подключается непосредственно к сопряжению 2К, к СВВ, или к РИМ. Имеет исполнение 1—3 по параметрам входных сигналов.

Модуль гальванической развязки (МГР) А622-9 предназначен для нормализации и гальванической развязки входных сигналов с целью повышения помехозащи-

ценности модулей ввода дискретных сигналов. Использует быстродействующие оптоэлектронные переключатели, обеспечивающие сопротивление гальванической развязки не менее 10^9 Ом и проходную емкость не более 20 пФ. Модификация А622-9/1 применяется для ввода сигналов от бесконтактных датчиков, модификация А622-9/2—для ввода сигналов от контактных датчиков. Модуль имеет 16 входов и 16 выходов. Входной ток по каждому каналу не более 20 мА, напряжения входных сигналов соответствуют исполнению модуля 1—3 в табл. 2-9. В блоке предусмотрена защита входных каналов от перенапряжений и от изменения полярности входного напряжения; выполнен в виде частичного блока, устанавливаемого на кроссовой панели.

Коммутатор дискретных сигналов входной А622-10 предназначен для избирательного ввода информации в УВК о состоянии групп датчиков объекта (замкнуто — разомкнуто). Является выносным прибором, устанавливаемым на удалении до 1 км от УВК в местах сосредоточения контактных датчиков с целью сокращения количества линий связи. Связь коммутатора с УВК осуществляется с помощью модулей А641-9, А622-8 или А641-12 по входным шинам (16-разрядный позиционный код выбора группы) и выходным шинам (16-разрядный позиционный код информации — состояние датчиков выбранной группы). Коммутатор рассчитан на 16 групп, имеющих каждая по 16 входов. Количество контактных датчиков может быть увеличено путем подключения к выходным информационным шинам до 16 коммутаторов. Уровни входных сигналов, представленные изменением активного сопротивления: при 1 (контакт замкнут) 0—0,5 кОм, при 0—более 10 кОм.

Модули ввода число-импульсной информации предназначены для приема, накопления дискретных сигналов положительной и отрицательной полярности, поступающих от контактных и бесконтактных датчиков. Ввод информации в УВМ производится как по программе, так и по запросу от модуля при заполнении любого счетчика на 50% его емкости. Модуль выполнен на интерфейсной плате. Присоединяется непосредственно к сопряжению 2К или же к МГУ.

Модуль ввода число-импульсных сигналов А623-1 имеет один вход и накапливает до 4096 импульсных сигналов, поступающих с частотой до 200 кГц. Выход 12 двоичных разрядов.

Модуль ввода число-импульсных сигналов А623-2 обеспечивает одновременный ввод сигналов от трех датчиков с низкой частотой следования сигналов. Каждый из трех счетчиков имеет пять двоичных разрядов. Минимальная длительность импульсов 2 мкс, пауза 3 мкс. Возможно увеличение емкости счетчика до 15 двоичных разрядов при подключении одного датчика с частотой сигналов до 200 кГц.

Модуль ввода число-импульсных сигналов А623-3 обеспечивает сравнение числа поступивших импульсов с кодом установки, записанным в модуль из УВМ, и выдачу сигнала при их совпадении. Возможно чтение содержимого счетчика без сброса. Количество входов 2. Емкость счетчика не менее восьми двоичных разрядов. Минимальная длительность импульсов 2 мкс, паузы между импульсами 3 мкс. Максимальная частота следования импульсов 200 кГц.

Блок разделительный (БР) А623-8 обеспечивает уплотнение или контроль линии связи. Имеет две группы по 16 разделительных цепей. Выполнен как спецблок, устанавливаемый непосредственно на объекте. Блок имеет шесть исполнений (А623-8/1—А623-8/6), различающихся напряжением источников питания датчиков сигналов, а именно: —7 В, —14 В, —27 В, +7 В, +14 В, +27 В (все с точностью $\pm 10\%$).

Модули вывода аналоговых сигналов. Преобразователь код — ток (ПКТ) А631-2 предназначен для приема кодовой информации от процессора и ее линейного преобразования в унифицированный токовый сигнал от 0 до 5 мА постоянного тока при активной нагрузке до 2,5 кОм. Предусматривает три выхода для каждого диапазона нагрузки: 0—0,5; 0,5—1,0; 1,0—2,5 кОм. Входной код — 10 двоичных разрядов. Время преобразования до 100 мкс. Класс точности 0,2/0,15.

Преобразователь измерительный код — ток А631-3 является двухполярным, помехозащищенным, имеет гальваническое разделение входных и выходных цепей. Обеспечивает управление исполнительными механизмами в приложениях. Может быть вынесен на расстояние до 500 м от ВК. Код выходного сигнала — единичный, нормальный. Количество разрядов 8. Класс точности 0,6/0,3. Выходной сигнал — 5—0—5 мА. Сопротивление нагрузки до 2,5 кОм. Управляется через МКУБ А641-3 или А641-1.

Преобразователь измерительный код — ток А631-6 применяется в УВК СМ ЭВМ. При использовании изолированного источника питания 24 В является помехозащищенным (имеет гальваническое разделение входных и выходных цепей). При этом коэффициент подавления помехи общего вида с амплитудой до 50 В, 50 Гц, прикладываемой между выходной шиной преобразователя и общей шиной ВК, не менее 60 дБ. Код входного сигнала двоичный, нормальный. Количество разрядов 11. Класс точности 0,2/0,15. Выходной сигнал 0—5 мА. Максимальное время преобразования 60 мкс. Сопротивление нагрузки до 2,5 кОм.

Устройство привязки осциллографа (УПО) А638-1 обеспечивает возможность подключения к вычислительному комплексу осциллографа типа С1-15, С1-34 и светового карандаша с целью вывода на экран изображений, составленных из то-

чек, и отметки любой точки световым карандашом.

Модуль вывода дискретных сигналов. *Модуль группового управления выводом дискретной информации* МУВ А641-11 обеспечивает управление модулями А641-1—А641-4 до 64 шт. (при использовании до трех модулей наращивания А641-13) в любых сочетаниях и конструктивное размещение до 16 шт. Модуль подключается к сопряжению 2К через одну интерфейсную карту.

Модуль наращивания вывода дискретной информации МНВ А641-13 обеспечивает подключение 16 модулей А641-1—А641-4. Управляется модулем А641-11.

Модуль кодового управления бесконтактный МКУБ-1 А641-1 принимает, запоминает информацию, поступающую от процессора, и выдает управляющие воздействия в виде параллельного 10-разрядного кода. Сигналы управления представляют прямым кодом. Модуль рассчитан на управление устройствами индикации, реле, элементами «Логика-2» в соответствии с поступающей в него информацией. Выполнен на одной интерфейсной карте. Занимает одно место в процессоре, РВВ, РС или МУВ. Модуль подключается к МУВ или непосредственно к сопряжению 2К. Количество выходов 10. Напряжение нагрузки U_n до 13,8 В, ток нагрузки I_n до 50 мА, время переключения $t_{пер}$ до 5 мкс. Остаточное напряжение на открытом ключе не более 0,4 В. Ток утечки через замкнутый ключ не более 1 мА.

Модуль кодового управления бесконтактный МКУБ-2 А641-2 аналогичен МКУБ-1, отличается полнотой выходного сигнала и повышенной коммутируемой мощностью: U_n до —44 В, I_n до 150 мА, $t_{пер}$ до 50 мкс. Применяется для управления контактными модулями А641-5, А641-6 и А641-7. Управляет устройствами индикации и сигнализацией, реле, ЦАП. Выполнен на одной интерфейсной карте. Занимает в процессоре РВВ, РС два места, в МУВ — одно место.

Модуль кодового управления бесконтактный МКУБ-3 А641-3 отличается от МКУБ-2 только тем, что число выходов пять и все они изолированы от земли; $t_{пер}$ до 150 мкс. Выполнен на одной интерфейсной карте. Занимает в процессоре, РВВ, РС два места, в МУВ — одно место.

Модуль импульсного управления МИУ А641-4 принимает информацию от процессора и выдает управляющие воздействия фиксированной длительности: 6,3; 1,6; 0,63; 0,25; 0,1 с и 40; 16; 6,3; 2,5; 1 мс (соответственно исполнению 1—10). Количество выходов 5. Аналогичен МКУБ-2 по коммутационной способности и подключению.

Модуль кодового управления контактный МКУК А641-5 предназначен для управления приборами, реле постоянного и переменного тока и другими исполнительными механизмами. Обеспечивает выдачу с запоминанием двух групп по 10 управля-

ющих воздействий в соответствии с принятым от МКУБ-2 двоичным кодом. Выходными элементами являются переключающие контакты реле РЭС-22. Входной сигнал: 12-разрядный двоичный параллельный код (10 разрядов — код информации; 2 разряда — адрес группы).

Модуль позиционного управления контактный МИУ А641-6 обеспечивает управление групповыми выносными коммутаторами, печатающими машинками ЭУМ-23, ЭУМ-46 и другими исполнительными механизмами. Количество групп в модуле 2, количество выходов в группе 16, в выбранной группе сигнал выдается по одному выходу. Выходными элементами являются нормально разомкнутые контакты реле РЭС-22. Коммутируемая мощность 90 В·А.

Модуль переключения контактный МПК А641-7 обеспечивает одновременное переключение 28 цепей, изолированных друг от друга (например, в системах с резервированием оборудования). Выходными элементами являются переключающие контакты реле РЭС-22.

Модуль управления бесконтактный МУВ А641-8 предназначен для автоматического, ручного или дистанционного управления исполнительными механизмами постоянного или переменного тока в соответствии с заданным алгоритмом. Управление модулем осуществляется от А641-1—А641-4. Количество входных каналов не более четырех. Входные сигналы 12,6 В 50 мА. Выходных каналов постоянного тока два, переменного тока — четыре. Выходные сигналы до 220 В, 5 А. Коммутируемая мощность до 500 Вт. Удаление модуля от ядра УВК — до 3 км. При использовании модуля в режиме пропорционального регулятора температуры в качестве датчика используется датчик — термистор типа ТОС-3, ТОС-4.

Модуль кодового управления бесконтактный А641-9 принимает и запоминает информацию от процессора и выдает управляющие воздействия в виде параллельного 16-разрядного кода. Выходы модуля гальванически развязаны от входных цепей управления. Коммутирует до 48 В, 0,2 А. Остаточное напряжение на открытом ключе не более 1,5 В. Частота переключения при активной нагрузке не более 10 кГц.

Модуль вывода импульсных сигналов А641-10 предназначен для выдачи по 16 каналам импульсных сигналов одинаковой длительности, задаваемой от УВК 16-разрядным двоичным кодом. Код номера канала задается от УВК 16-разрядным позиционным кодом. Минимальная длительность импульсного сигнала на выходе модуля (в зависимости от положения переключки, которая может переплавляться на плате) $t_n = 20, 40, 80, 160, 320$ мкс. Максимальная длительность импульсного сигнала на выходе модуля ($2^{16}-1$) t_n . Возможна выдача сигнала прерывания в УВК после отработки импульсного сигнала. Коммутирует до 48 В,

0,2 А. Остаточное напряжение на открытом ключе 0,5 В.

Модуль ввода-вывода дискретных сигналов А641-12 предназначен для ввода в УВК 16 дискретных сигналов +6 В, поступающих от объекта, и выдачи 16 управляющих воздействий на исполнительные устройства постоянного тока. В модуле формируется сигнал прерывания по отдельному входу при изменении входного сигнала из 0 в 1 или из 1 в 0. Благодаря этому УВК осуществляет параллельный прием информации по битам. Через отдельный выход формируется импульсный сигнал фиксированной длительности от 10 мкс до 1 с, который может быть использован для подтверждения приема информации или в качестве стопа для одновременной выдачи по 16 выходным каналам импульсных сигналов в соответствии с принятым информационным кодом. Модуль имеет 16 вариантов в зависимости от длительности выходного импульса. Коммутирует до 48 В, 0,2 А. Остаточное напряжение открытого ключа до 0,5 В. Время переключения не более 5 мкс.

Коммутатор релейных сигналов выходной А641-15 может быть удален от УВК на расстояние до 1 км. Предназначен для выдачи управляющих воздействий на исполнительные устройства постоянного и переменного тока. Предусматривает сохранение информации при пропадании питания на управляющих модулях (реле с самоблокировкой). Гальваническая развязка по линии связи с УВК обеспечивает высокую помехоустойчивость при передаче информации. Коммутатор имеет 8 групп по 16 выходов, представленных переключающими контактами реле РЭС-22. Коммутатор связан с УВК с помощью А641-9 шинами информации (16-разрядный позиционный код) и шинами адреса — 8-разрядный двоичный код (из них 4 младших разряда — адрес группы, 4 старших — адрес коммутатора).

4. Устройства внутрисистемной связи

Согласователь сопряжений СКА А711-1 выпускается в 12 вариантах и предназначен для передачи информации между сопряжением 2К АСВТ-М, с одной стороны, и сопряжением 2А или 2В АСВТ-Д или стандартным интерфейсом ввода-вывода ЕС ЭВМ, с другой стороны. А711-1/5 подключает к ВК АСВТ-М устройства ввода-вывода, имеющие выход на интерфейс ввода-вывода ЕС ЭВМ (из номенклатуры ЕС ЭВМ или М-4030). А711-1/6 подключает ВК АСВТ-М к центральной стороне интерфейса ввода-вывода ЕС ЭВМ (к каналу ЕС ЭВМ или М-4030). Максимальная пропускная способность СКА 400 тыс. байт/с.

Разветвитель сопряжения 2К (РС) А151-2 предназначен: 1) для увеличения количества УВВ, подключаемых к вычислительному комплексу; 2) для обеспечения работы двух вычислительных комплексов с одними и теми же УВВ; 3) для подключе-

ния к вычислительному комплексу УВВ, отнесенных на расстояние до 50 м. РС имеет 15 выходов на сопряжение 2К. Подключается к каждому вычислительному комплексу через две интерфейсные карты.

Разветвитель связи с объектом РСО А714-1 предназначен для увеличения числа подключаемых к УВК цифро-аналоговых преобразователей и модулей ввода-вывода дискретной информации. Выпускается в трех вариантах: А714-1/1 — с одним выходом на сопряжение 2К, А714-1/2 — с двумя выходами на сопряжение 2К, А714-1/3 — для наращивания количества каналов (выхода на сопряжение 2К не имеет). РСО А714-1 конструктивно позволяет подключать до 16 преобразователей (модулей). Число модулей можно увеличить до 32, 48 или 64 с помощью одного, двух, трех разветвителей А714-1/3. Максимальное удаление от ВК до 10 м; РСО может быть подключен через СВВ А151-6 к СМ-1П, либо через СВВ А491-6 к СМ-2П, либо через РИМ А714-5 к СМ-1П или СМ-2П.

Разветвитель интерфейсный мультиплексный РИМ А714-5 обеспечивает расширение возможностей ввода-вывода (удаление до 1 км, подключение к двум процессорам, увеличение количества подключаемых устройств). Выполняется в виде автономного комплектного блока. А714-5/1 — основной блок для установки до 16 устройств ввода-вывода, А714-5/2 — расширитель для установки до 16 устройств ввода-вывода. Общее число устройств ввода-вывода, подключаемых к основному блоку с расширителями, 63. Дистанционная связь РИМ с процессором осуществляется через модуль внутрисистемной связи А723-5/2 и А723-5/3.

6) УВК СМ-3 и СМ-4

Основной особенностью УВК СМ-3 и СМ-4 является однотипная организация связей процессора с оперативной памятью и внешними устройствами. Все эти устройства, как и сам процессор, подключены к общему последовательно-параллельному каналу обмена, называемому иногда «общей шиной». Каждое устройство периодически выставляет запрос на использование этого общего канала. Обработку запросов и распределение канала между устройствами осуществляет управляемый от процессора специальный блок диспетчера. При выбранной структуре связей операции ввода-вывода в процессоре выполняются как обычные адресные команды, что значительно упрощает программирование внешних устройств. Универсальность подключения устройств к каналу обмена позволяет достаточно просто организовать внепроцессорные обмены информацией устройств как между собой, так и с оперативной памятью.

На базе УВК СМ-3 и СМ-4 можно строить разнообразные системы сбора, подготовки и обработки данных, системы управления технологическими процессами различной сложности, системы автоматиза-

ции экспериментов, концентраторы и коммутаторы сообщений в многомашинных вычислительных системах и т. д.

По сравнению с СМ-ЗП процессор СМ-4П обладает большим быстродействием, может работать с большим объемом оперативной памяти, что в свою очередь позволяет автоматизировать управление более сложными процессорами, используя высококоразвитое программное обеспечение.

Процессоры СМ-ЗП и СМ-4П komponуются в автономном комплексном блоке, имеющем индивидуальный источник питания. В состав блока входят собственно процессор, полупроводниковая оперативная память емкостью 8 Кслов, интерфейс для непосредственного подключения блока памяти и устройств ввода-вывода, таймер, индивидуальный источник питания.

Тип процессоров — параллельный; представление арифметических операндов — с фиксированной запятой в дополнительном коде со знаком; разрядность арифметических операндов с фиксированной запятой 8 и 16; разрядность логических операндов 1, 8, 16; система адресации — прямая, косвенная, относительная, индексная, с автоувеличением и автоуменьшением (всего 12 типов); адресность — нуль-, одно-, двухаддресные инструкции; система команд включает 65 инструкций, обеспечивающих в соответствии с видами адресации выполнение свыше 400 различных типов команд над словами, байтами, отдельными разрядами; количество универсальных регистров 8; система прерываний — приоритетная, четырехуровневая, с неограниченным числом подуровней на каждом уровне, управляет порядком использования процессора всеми устройствами комплекса и обеспечивает его работу в реальном масштабе времени в мультипрограммном режиме при большом числе внешних прерываний; система обработки прерываний — автоматическая, с запоминанием содержимого счетчика команд и слова — состояния процессора в аппаратном стеке; организация оперативной памяти — бесстochastic.

Время обращения к ОЗУ 1,2 мкс, время выборки 0,6 мкс.

В состав ряда базовых УВК СМ-3 и СМ-4 входят следующие устройства: процессоры СМ-ЗП или СМ-4П, магнитное или полупроводниковое оперативное запоминающее устройство ОЗУ с объемом памяти до 32 К 16-разрядных слов для СМ-3 и до 64 К для СМ-4 (максимальный объем ОЗУ 128 Кслов) устройства внешней памяти на базе кассетных магнитных дисков, магнитных лент, гибких дисков и магнитных кассет, перфолентное устройство ввода-вывода, устройства ввода и отображения символической информации на базе алфавитно-цифровых дисплеев, устройства посимвольной и строчной печати, устройства ввода-вывода графической информации, устройства внутрисистемных и дистанционных связей, согласователи сопряжений, а также устройства связи с объектом (УСО).

Кроме модулей УСО, подключаемых непосредственно к «общей шине», в составе комплексов СМ-3 и СМ-4, благодаря наличию согласователя интерфейсов ОШ/2К, может быть также использована вся вышеописанная номенклатура модулей УСО, разработанных для УВК СМ-1, СМ-2, выходящих на сопряжение 2К.

На основе базовых комплексов по согласованию с заводом-изготовителем могут быть скомпонованы специализированные УВК с необходимым набором устройств из номенклатуры модулей СМ ЭВМ.

2-16. КОМПЛЕКС ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ЛОКАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ (КТС ЛИУС)

КТС ЛИУС представляет собой агрегированный комплекс технических средств, входящий в Государственную систему промысловых приборов и средств автоматизации (ГСП), предназначенный для построения автоматизированных систем управления агрегатами, установками и технологическими процессами (АСУ ТП) в различных отраслях промышленности.

Средства КТС ЛИУС позволяют строить по агрегатному методу АСУ ТП, которые по информационным объемам и типам решаемых задач не требуют применения управляющих вычислительных машин или имеют их на старшем уровне иерархии. Состав средств КТС ЛИУС обеспечивает решение всех функциональных задач, соответствующих назначению КТС ЛИУС.

Для решения задач АСУ ТП в составе КТС ЛИУС разработан в виде организованной совокупности технических средств и математического обеспечения ряд специальных комплексов.

Комплекс КМ2101 предназначен для централизованного контроля, первичной обработки информации и регулирования. На основе комплекса КМ2101 можно скомпоновать из средств КТС ЛИУС требуемый комплекс индивидуального применения.

Комплексы КМ2301 и КМ2302 предназначены для организации обмена информацией между комплексом КМ2101 или управляющим вычислительным комплексом и функциональными блоками и устройствами, входящими в номенклатуру КТС ЛИУС.

Комплексы КМ2402 и КМ2411 предназначены для дистанционного полуавтоматического и автоматического выполнения функций управления производственными процессами в соответствии с заранее заданной программой или определяемым в процессе управления алгоритмом логического типа, а также визуального контроля за правильностью ведения производственного процесса.

2-17. СРЕДСТВА ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ, ТЕЛЕСИГНАЛИЗАЦИИ И ТЕЛЕИЗМЕРЕНИЯ

Основные характеристики телемеханических устройств, применяемых для телемеханизации промышленных предприятий, приведены в табл. 2-10—2-20.

Согласно ГОСТ 16521-74 надежная и устойчивая работа телемеханических устройств нормального исполнения обеспечивается при соблюдении следующих условий:

при питании от сети переменного тока напряжением 127 и 220 В и частоте 50 Гц колебания напряжения не должны превосходить плюс 10% и минус 15% номинального, а колебания частоты плюс 1 и минус 2 Гц;

устройства не должны устанавливаться в помещениях со средой, содержащей токопроводящую пыль, пары кислот и щелочей, а также газов, вызывающих коррозию и разрушающих изоляцию; в местах, не защищенных от попадания брызг жидкостей, и во взрывоопасных помещениях. Допустимая температура и влажность воздуха в помещениях, предназначенных для установки телемеханических устройств, приводится в табл. 2-10. Напряжение питания приведенных в таблице устройств 220 В переменного тока 50 Гц. Все устройства рассчитаны на работу при влажности воздуха на ПУ и КП от 30 до 80%. Устройство ТМ-310 допускает влажность до 25% при +30°С.

Допустимая температура на КП для всех устройств от -30 до +50°С; для МКТ-2 — от 0 до +40°С. Допустимая температура на ПУ для ВРТФ-3, РТМС-1, ТМ-301, МКТ-1 5—50°С, для ТМ-320 1—50°С, для МКТ-2 и ТМ-310 10—35°С.

При стационарной установке телемеханических устройств частота возможных вибраций должна быть в пределах 20—50 Гц при амплитудах соответственно 0,4—0,25 мм.

Телеизмерение (ТИ) электрических величин осуществляется с помощью систем, построенных на использовании стандартных измерительных трансформаторов напряжения и тока, преобразователей, имеющих на выходе унифицированный сигнал государственной системы приборов (ГСП), и измерительных приборов, рассчитанных на прием сигналов ГСП.

Технические данные преобразователей приведены в табл. 2-21

Телеизмерение неэлектрических величин. На промышленных предприятиях ТИ неэлектрических величин (температура, давление, расход, уровень и т. п.) осуществляется с помощью систем, состоящих из измерительных элементов (датчиков) этих величин, имеющих электрический выходной сигнал, преобразователей различных типов, имеющих на выходе унифицированные сигналы ГСП (токовые 0—5 мА или 0—20 мА; напряжения 0—20 В; частотные 4—8 кГц) и допускающих подключение нагрузки до 3 кОм, и приемных измерительных приборов.

23*

В некоторых случаях датчики изготавливаются со встроенными преобразователями и на выходе имеют необходимый сигнал ГСП.

Передача измерений производится по выделенным проводным линиям или с помощью устройств телемеханики типов МКТ, ТМ-301, ТМ-310 и других, обеспечивающих передачу сигналов ГСП с помощью кодоимпульсных или число-импульсных преобразователей с последующей дешифровкой их на диспетчерском пункте.

2-18. ДИСПЕТЧЕРСКИЕ ЩИТЫ И ПУЛЬТЫ

Диспетчерские щиты. На диспетчерских щитах воспроизводится mnemonicская схема контролируемой системы и устанавливается сигнальная аппаратура, а также аппаратура управления и квитирования поступающих сигналов.

Диспетчерские щиты выполняются секционными мозаичного типа. Щиты собираются из стандартных секций, фасад которых облицовывается типовыми мозаичными элементами, на которых с помощью накладных символов изображаются различные детали mnemonicской схемы или крепится аппаратура управления, квитирования и сигнализации. Мозаичные элементы с закрепленной на них аппаратурой или mnemonicками могут легко извлекаться из гнезд в секциях щита, переставляться в другое место или заменяться другими элементами, что позволяет при необходимости оперативно изменять на щите mnemonicскую схему любого контролируемого объекта, не нарушая внешнего вида щита и практически не выводя его из работы. Секционная конструкция щита позволяет выполнять его различной высоты, кратной высоте отдельных секций.

Секционные диспетчерские щиты мозаичного типа для массового применения выпускаются заводами «Электропульт» (г. Ленинград) и «Промавтоматика» (г. Житомир). Конструктивно эти щиты существенно отличаются друг от друга, сохраняя при этом все принципиальные особенности щитов мозаичного типа.

Завод «Промавтоматика» выпускает секционные мозаичные щиты типа ЩДСМ-1. Щиты выполняются сборными из отдельных секций высотой 600, шириной 1000 и глубиной 600 мм. Ряд вертикально стоящих друг над другом секций образует панель.

Нижняя (немозаичная) секция служит для размещения в ней диодов, резисторов, предохранителей и другой аппаратуры.

Секция мозаичная служит для размещения на ней mnemonicской схемы и имеет наборную решетку, образующую ячейки, в которые встраивают изготовленные из стали мозаичные элементы. Конструктивно решетка выполнена так, что ее шаг может меняться на величину, кратную 20 мм; это позволяет встраивать в щит лю-

Основные параметры телемеханических устройств

Устройства	Количество полукомплект- тов ПУ КП	ТС*	Максимальная емкость устройства на один КП или одно направление							Регистрация	Связь с ВМ	Регистрация на пидущей машин- ке и сигнализа- ция отклонения от уставок	Дополнительные сведения
			ТУ	ТР	ВТИ	Цикли- ческое ТИТ	ТИИ	ПСИ	СК ЦС**				
ТМ-301	$\frac{1}{25}$	60	Суммарно 50 на один КП	40 аналого- вых; 60 цифровых	60	60	120	$\frac{40}{30}^{**}$	20	Да	Да	Да	Число шкафов на ПУ и КП определяется количеством функциональных устройств и устройств обработки телемеханической информации (см. табл. 2-11)
ТМ-310	$\frac{1}{99}$	120	Суммарно 120	Суммарно 208		120	120	32	40 на один КП от ВМ или 15 с пульта	Да	Да	При наличии устройства УОТИ-2	На ПУ устанавливаются шкафы ПУ, на КП шкафы КП и ВР. Число шкафов ПУ и КП определяется количеством необходимых функциональных блоков, а шкафов ВР — числом объектов ТУ(ТР) на КП
ТМ-320	$\frac{1}{96}$	56	Суммарно 48 при транзите на два или три КП	1 при отсутствии ВТИ		—	—	—	—	Нет	Нет	Нет	На ПУ устанавливают шкафы ПУ и ВТС, шкаф ПУ емкостью на 1536 ТУ (ТР) и 176 объектов ТС. Шкаф ВТС емкостью 528 объектов ТС. Шкаф КП имеет емкость 56 ТС и 48 ТУ, ТР, ВТИ суммарно (см. табл. 2-19, 2-20)
ТМ-800В	$\frac{1}{1}$	20	Суммарно 20	В счет команд ТУ	15	—	—	—	—	Нет	Нет	Нет	Габариты и данные линии связи (см. табл. 2-19, 2-20)

ВРТФ-3	$\frac{1}{1}$	16—80 и 2 сиг- нала ЭС	8—40	8—16	8—16	—	—	—	—	—	Да	Нет	Нет	Два кратковременно действующих экстренных сигнала. Конструктивно устройство представляет собой щит, собираемый из панели общих операций и индивидуальных панелей (см. табл. 2-12, 2-13, 2-14—2-19, 2-20)
РТСМ-1	$\frac{1}{1}$	10	—	—	—	—	—	—	—	—	Да	Нет	Нет	Выпускаются две модификации устройства РТСМ-1П для работы по физической двухпроводной линии связи и РТСМ-1Ч для работы по симплексному каналу. Возможен телефонный канал по той же паре проводов
МКТ-1	1 или 2	7—70	—	—	10	—	—	—	—	—	—	—	—	Возможна одновременная передача на два диспетчерских пункта. Сообщения телеизмерения передаются циклически (см. табл. 2-15, 2-16, 2-19, 2-20)
МКТ-2	$\frac{1 \text{ или } 2}{1 \text{ или } 2}$	240	—	—	30	—	—	—	—	—	Да	Да	Да	Информация ТИ—ТС передается циклически. При передаче ТИ—ТС в одном направлении один полукомплект КП и один полукомплект ПУ, при передаче в двух направлениях два полукомплекта ПУ и один полукомплект КП (табл. 2-17, 2-18, 2-19, 2-20)

* Емкость устройства по числу объектов ТС включает также сигналы положения управляемых объектов (ТУ).

** ЦС — цифровые сообщения с приказами в устройстве ТМ-301.

Варианты использования функциональных устройств в устройстве ТМ-301

Выполняемые функции	Функциональные устройства КП								Функциональные устройства ПУ							
	Аппарат приемо-пе- редатчий КП (АПКП)	Приемник команд ТУ (ПРТУ)	Передачик ТТ (ТИТ) (ПДТТ)	Передачик (ТИИ) (ПДИТ)	Передачик статической информации (ПДСИ)	Устройство сигнализации простоя (УСП)	Приемник кодовых ко- манд (ПРКК)	Приемник ТР-Д (ПТР)	Цифро-ана- логовый пре- образователь (ЦАП)	Аппарат при- емно-переда- ющий ПУ (АПП-ПУ)	Устройство воспроизве- дения ТС (УВС)	Передачик ТУ (ПДТУ)	Приемник ТТ (ПРТТ)	Приемник периодичес- кой информа- ции (ПРПИ)	Передачик кодовых ко- манд (ПДКК)	
ТС	+									+	+					
ТУ, ТР—Д	+	+								+		+				
ТТ	+		+										+			
ТИ	+			+										+		
СИ	+				+									+		
Сигнализация простоя агрегатов	+					+					+				+	
Учет времени простоя	+			+						+				+	+	
СК	+						+			+						
ЦС	+						+			+					+	
Задание уставок ТР с вы- ходом: аналоговым	+						+		+	+					+	
кодовым	+						+	+		+					+	
на регулятор авто- матический	+						+	+		+						

Примечание. При выполнении комплексных систем, для которых по таблице требуется примененные нескольких одноименных функциональных устройств, при практической реализации используется одно из них.

Таблица 2-12

Модели устройства ВРТФ-3

Модели устройства	Количество объектов			
	ТС	ТУ	ВТИ	ТР—ВТИ
A000	16	—	—	—
A110	16	8	8	—
A101	16	8	8	—
B000	32	—	—	—
B110	32	8	8	—
B201	32	16	—	8
B000	48	—	—	—
B200	48	16	—	—
B210	48	16	8	—
B301	48	24	—	8
G000	64	—	—	—
G110	64	8	8	—
G200	64	16	—	—
G211	64	16	8	8
G402	64	32	32	16
G500	64	40	—	—
D000	80	—	—	—
D211	80	16	8	8
D302	80	24	—	16
D400	80	32	—	—
D402	80	32	—	16
D511	80	40	8	8

Примечания: 1. Максимальная емкость устройства составляет: по ТС 80 объектов; по ТУ 40 объектов; по ВТИ 16 объектов; по ТР—ВТИ 16 объектов; по ЭС 2 объекта.

2. Схема и конструкции предусматривают блочное построение устройства со следующими ступенями по емкости: ТС 16—32—48—64—80 объектов; ТУ 8—24—32—40 объектов; ВТИ 8—16 объектов; ТР—ВТИ 8—16 объектов.

3. Вывоз ТИ сохраняется только на время нажатия кнопки вызова.

Таблица 2-14

Габариты и масса моделей устройства ВРТФ-3

Модели устройства	Полукомплект КП		Полукомплект ПУ	
	Габариты, мм	Масса, кг, не более	Габариты, мм	Масса, кг, не более
A000	470×400×1885	93	470×400×1885	115
A110	890×400×1885	177	750×400×1885	165
A101	1080×400×1885	203	750×400×1885	166
B000	470×400×1885	94	610×400×1885	146
B110	910×400×1885	180	910×400×1885	195
B201	1170×400×1885	210	910×400×1885	196
B000	470×400×1885	95	750×400×1885	176
B200	1030×400×1885	203	1030×400×1885	228
B210	1030×400×1885	210	1030×400×1885	229
B301	1170×400×1885	241	1030×400×1885	230
G000	470×400×1885	96	910×400×1885	208
G110	910×400×1885	182	1170×400×1885	259
G200	1030×400×1885	204	1170×400×1885	259
G211	1170×400×1885	222	1170×400×1885	260
G402	1450×400×1885	267	1170×400×1885	263
G500	1450×400×1885	267	1170×400×1885	263
D200	470×400×1885	97	1030×400×1885	239
D211	1170×400×1885	223	1310×400×1885	290
D302	1310×400×1885	245	1310×400×1885	290
D400	1310×400×1885	240	1310×400×1885	289
D402	1450×400×1885	267	1310×400×1885	291
D511	1590×400×1885	286	1310×400×1885	292

Таблица 2-13

Типы индивидуальных панелей и панелей общих операций устройства ВРТФ-3

Панели	Тип панели и габариты
<i>Полукомплект ПУ</i>	
Панель блоков общих операций при телесигнализации	СО-ТС (280××400×1885)
Панель телесигнализации индивидуальная на 16 объектов ТС	СИ-ТС (140××400×1885)
Панель, передающая при телеуправлении на 40 объектов ТУ, 16ТР—ВТИ	СП-ТУ (280××400×1885)
<i>Полукомплект КП</i>	
Панель блоков общих операций при ТУ	СО-ТУ (280××400×1885)
Панель, передающая на 80 объектов ТС	СП-ТС (280××400×1885)
Панель телеуправления индивидуальная на 9 объектов ТУ и 8 объектов ВТИ	СИ-ТУ (140××400×1885)
Панель телерегулирования индивидуальная на 16 объектов ТР	СИ-ТР (140××400×1885)

бые измерительные и другие приборы, представляя планки решетки и меняя в широких пределах размеры ячеек.

Поле щита набирается из унифицированных съемных мозаичных элементов, основным из которых является элемент с размерами 40×40 мм. Для заполнения поля щита, не несущего информационных и управляющих элементов, используют мозаичные элементы размером 80×80 и 160××160 мм. Поле щита окрашивают эмалью светлых тонов.

Стыки между секциями (вертикальный и горизонтальный) также заполняют рядом унифицированных элементов размером 40××40 мм, которые должны быть свободны от встраиваемой командоквотирующей и сигнальной аппаратуры.

Конструкция щитов типа ЩДСМ-1 позволяет компоновать щиты различной длины и высоты (максимальная высота щита 3650 мм) и допускает установку панелей в плане под углом друг к другу 135, 155 и 180°.

Коммутационная проводка на щите выполняется так, что изменения mnemonicеской схемы не требуют выполнения работ по демонтажу и изменению жгутов проводов. Это достигается тем, что цепи от командоквотирующей и сигнальной аппаратуры выводятся на ближайшие выводные устройства типа ВУ-30, устанавливаемые в каждой мозаичной секции. При этом провода, идущие от одного монтажного элемента

Таблица 2-15

Модификации устройства МКТ-1

Модель	Модификации				
А	5ТИ	4ТИ, 7ТС	3ТИ, 14ТС	2ТИ, 21ТС	1ТИ, 28ТС
Б	10ТИ	9ТИ, 7ТС	8ТИ, 14ТС	7ТИ, 21ТС	6ТИ, 28ТС

Продолжение табл. 2-15

Модель	Модификации					
А	35ТС					
Б	5ТИ, 35ТС	4ТИ, 42ТС	3ТИ, 49ТС	2ТИ, 56ТС	1ТИ, 63ТС	70ТС

Таблица 2-16

Габариты и масса устройств типа МКТ-1

	Полукомплект ПУ		Полукомплект КП	
	Модель А	Модель Б	Модель А	Модель Б
Габариты, мм	470×400×1885	470×400×1885	330×400×1885	330×400×1885
Масса, кг, не более	90	120	60	60

Таблица 2-17

Модификация устройства МКТ-2

Модели	Емкость объектов ТИ и ТС
АО	10 ТИТ или 80ТС
БО	20 ТИТ или 160ТС
ВО	30 ТИТ или 240ТС

Примечание. При сохранении общего объема передаваемой информации ТИ—ТС предусмотрено образование нескольких модификаций каждой модели устройства с различным соотношением между числом объектов ТИ и ТС (восемь объектов ТС эквивалентны одному объекту ТИ).

Таблица 2-18

Габариты и масса устройства МКТ-2

Модели	КП-1		ПУ-1		ПУ-2	
	Высота Н, мм	Масса, кг, не более	Высота Н, мм	Масса, кг, не более	Высота Н, мм	Масса, кг, не более
АО	1030	130	1670	210	—	—
БО	1170	150	1670	210	1030	130
ВО	1350	170	1670	210	1670	210

(ключа, арматуры), выводятся на одно выводное устройство. Перемычки между аппаратурой, стоящей на различных мозаичных элементах, выполняют на выводных устройствах.

Длина жгутов, соединяющих командоквартирующую и сигнальную арматуру с выводными устройствами, для всех элементов одинакова (0,6—0,95 м). Это позволяет производить перестановку элементов со встроенной аппаратурой в пределах половины секции.

На секционном диспетчерском щите типа ЩДСМ-1 мнемосхема воспроизводится по принципу «темного» щита. Ее элементы изготавливают из листового органического стекла, окрашивают нитроэмалями соответствующих цветов и наклеивают на мозаичные элементы.

Надписи на щите выполняют пластмассовыми буквами и цифрами белого цвета, наклеенными на мозаичные элементы, или гравировать на пластмассовых табличках устройства.

На рис. 2-10 показан общий вид щита ЩДСМ-1.

Завод «Электропульт» выпускает секционные мозаичные щиты двух типов: ЩД-5 — для мимических символов и ЩД-6 — для светящихся символов.

Конструкция перфорированных плат обеспечивает возможность крепления в отверстиях прямоугольной формы съемных элементов, необходимых для образования фасадного поля щита и набора изображений мнемонических схем.

Внутренние боковые стороны секций используются для крепления на них электроустановочных изделий, применяемых при монтаже соединительной проводки.

Панели щитов типа ЩД-5, предназначенных для монтажа мнемосхем с мимическими символами выключающего оборудования, собираются целиком из однотипных прямоугольных секций.

В щитах типа ЩД-6, предназначенных для размещения мнемосхем со светящимися символами, первые нижние секции панелей выполняются в виде наклонных пультов облегченной конструкции, приспособленных для монтажа на них упрощенных мнемосхем энергообъектов и малогабаритных контактных гнезд со штекерами для ручного управления освещением символов.

Перфорированные круглыми отверстиями платы пультов позволяют размещать штепсельные гнезда в любом необходимом порядке, так же как и переставлять их при изменениях компоновки мнемонических схем в процессе эксплуатации.

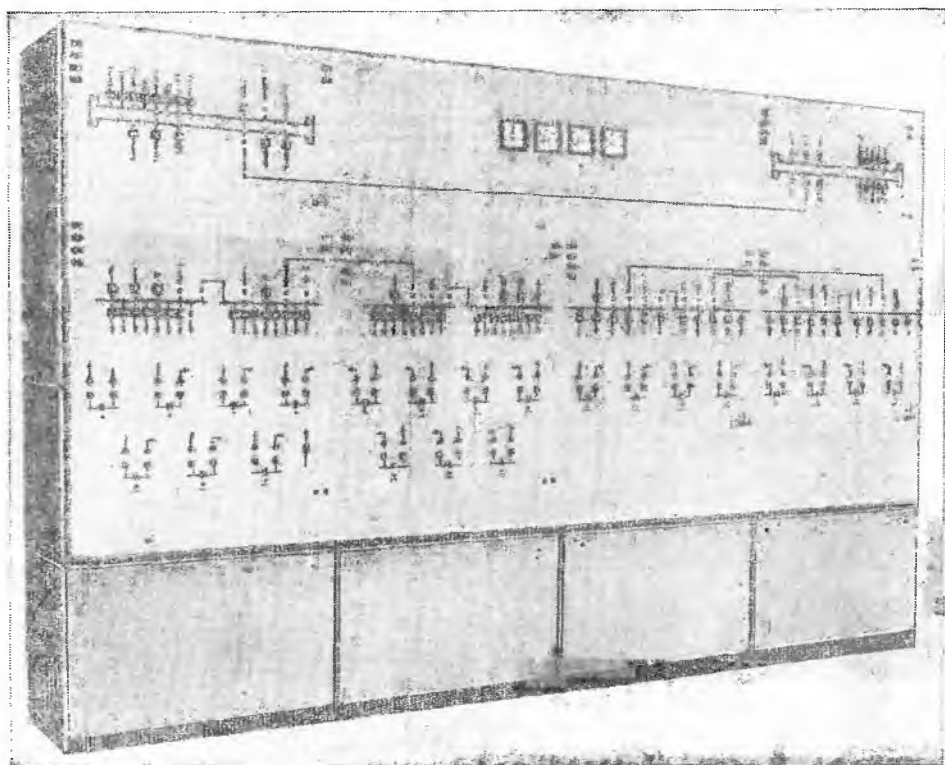


Рис. 2-10. Общий вид секционного мозаичного диспетчерского щита типа ЩДСМ-1.

Таблица 2-19

Характеристики каналов связи, передача и воспроизведение информации телеизмерения и телесигнализации

Тип телемеханического устройства	Каналы связи		Телеизмерения		Телесигнализация	
	Вид	Максимальное сопротивление канала связи, Ом, или дальность действия, км	Датчики	Приемные приборы	Датчики кодирования ТС	Приемные приборы
ТМ-301	Радиальные, по выделенным физическим двухпроводным цепям кабельных или воздушных линий	3000 Ом при емкости не более 0,75 мкФ. Не более 15 км при выделенной телефонной паре с сопротивлением 190 Ом и емкостью не более 0,05 мкФ на 1 км	Унифицированные преобразователи токовые с выходом 0—5 мА. Унифицированные частотные преобразователи с выходом 4—8 кГц	Аналоговые и цифровые показывающие или регистрирующие приборы. Сопротивление прибора и цепей связи с ПУ не более 2500 Ом	Один размыкающий или замыкающий контакт. Кодирование сигнализации простоя — два размыкающих контакта, периодически замыкающихся	Мимические или светящиеся символы «темного» или «светлого» щита
ТМ-310	То же	Не более 3000 Ом, 0,6 мкФ	Унифицированные преобразователи токовые с выходом 0—5 мА, 0—20 мА или постоянного напряжения 0—10 В	Аналоговые или цифровые приборы показывающие или регистрирующие 0—5 мА	Один размыкающий или замыкающий контакт	Мимические или светящиеся символы «темного» щита
ТМ-320	То же. Возможно подключение транзитом до трех КП на один радиус	То же	Унифицированные преобразователи с выходом 0—5 мА, 0—20 мА или 0—10 В	Аналоговые показывающие приборы 0—5 мА или 0—10 В	То же	То же
ТМ-800В	Физические цепи выделенных двухпроводных кабельных линий связи или дуплексный канал тонального телеграфирования	15 км при использовании кабеля ТБ — 0,5 и уровня выходных сигналов $12 \pm 2,4$ В	Преобразователи с выходом 0—10 В	Аналоговые показывающие приборы 0—10 В	Один замыкающий контакт	Мимические или светящиеся символы «темного» щита

ВРТФ-3	Физические цепи кабельных или воздушных линий связи. Частотно-уплотненные линии связи. Высокочастотные каналы по ВЛ. Для передачи ТУ и ТС — одна пара, при наличии ВТИ или ТР — ВТИ — две пары	Не более 5000 Ом для цепей ТИ 2000 Ом для цепей ТУ, ВТИ, ТР — ВТИ	Унифицированные преобразователи с выходом 0—5 мА	Аналоговые показывающие приборы 0—5 мА	Один замыкающий или размыкающий контакт	Мимические или светящиеся символы «темного» или «светлого» щита
РТСМ-1	Физические цепи кабельных или воздушных линий связи. Частотно-уплотненные линии связи. Высокочастотные каналы по ВЛ. Для передачи ТС — одна пара	Не более 1000 Ом	—	—	То же	То же
МКТ-1	Физические цепи кабельных или воздушных линий связи. Стандартные телеграфные каналы с шириной полосы частот 120—140 Гц. Частотно-уплотненные линии связи. Высокочастотные каналы по ВЛ, радиоканалы	—	Унифицированные преобразователи 0—5 или 0—1 мА	Цифровые или аналоговые показывающие приборы 0—5 мА	Одни замыкающий контакт	Мимические или светящиеся символы «темного» или «светлого» щита
МКТ-2	Стандартные телеграфные каналы аппаратуры вторичного уплотнения проводных линий связи. Высокочастотные каналы по ВЛ, радиоканалы. Для моделей АО, БО, ВО, необходим симплексный канал	—	Унифицированные преобразователи 0—5 мА, 5—0—5 мА или 0—1 мА и 1—0—1 мА	То же	То же	То же

Конструктивные данные устройств телемеханики

Тип устройства	Исполнение	Габариты		Масса комплектов (при максимальной емкости), кг	
		КП	ПУ	КП	ПУ
ТМ-301	Устройство КП — шкафы напольные или навесные типа «Спектр», II и III габарита, одностороннего обслуживания, пылебрызгозащищенного исполнения. Устройство ПУ — шкаф типа «Спектр» II габарита, одностороннего обслуживания нормального исполнения	720×320×2000 320×600×640	720×320×2000	До 300	До 300
ТМ-310	Устройство КП — напольные шкафы для размещения функциональных блоков одностороннего обслуживания и навесные шкафы ВР для подключения к ним цепей ТУ, ТР, ТИТ от соответствующих датчиков. Устройство ПУ — напольные шкафы для размещения функциональных блоков	КП 800×450×2000 ВР—800×450×600	800×450×2000	КП до 300 ВР—до 50	До 300
ТМ-320	Устройство КП — навесной шкаф. Устройства ПУ — для размещения функциональных блоков ТУ, ТР, ВТИ. ТС — напольный шкаф одностороннего обслуживания. Устройство ВТС для размещения блоков приема ТС в дополнение к устройству ПУ — напольный шкаф одностороннего обслуживания	1000×450×600	800×450×2000	До 100	ПУ и ВТС до 300
ТМ-800В	Устройства ПУ и КП — навесные шкафы	830×300×256	830×300×256	50	50

Продолжение табл. 2-20

Тип устройства	Исполнение	Габариты		Масса комплектов (при максимальной емкости), кг	
		КП	ПУ	КП	ПУ
ВРТФ-3	Сборки из индивидуальных и обшивных панелей двустороннего обслуживания	См. табл. 2-14			
РТСМ-1	Навесной шкаф	500×195×255	500×195×255	15	18
МКТ-1	Сборки из напольных панелей со съемными блоками двустороннего обслуживания	См. табл. 2-16			
МКТ-2	Напольные шкафы, состоящие из отдельных горизонтальных секций одностороннего обслуживания	См. табл. 2-18			

В табл. 2-22 приведены габариты и масса секционных диспетчерских щитов завода «Электропульт».

Панели щита могут устанавливаться по прямой линии или под углом 155° между собой, образуя щиты прямой или многогранной формы.

Активное поле щитов, отводимое для размещения мнемосхем, поднято над уровнем пола в щитах типа ЩД-5 на 210 мм и в щитах типа ЩД-6 на 760 мм.

В отличие от щитов типа ЩДСМ-1 съемные элементы выполнены из цветного пластического материала, обладающего необходимой механической прочностью и теплостойкостью.

По конструктивному исполнению съемные элементы делятся на элементы, предназначенные для нанесения на их лицевые поверхности условных обозначений мнемонической схемы, а также без обозначений для заполнения свободных полей щита, и предназначенные для утопленного монтажа мимических или светящихся символов оборудования, ключей и кнопок управления, арматур сигнальных ламп и т. п. Фронтальные размеры элементов обоих видов 40×40 мм.

Принятый способ крепления съемных элементов обеспечивает возможность их быстрой установки или замены на панелях щитов без применения специального инструмента.

Мнемонические символы выполняют накладными из органического стекла, окрашенного эмалями различных цветов. Надписи и буквенно-цифровые обозначения на мнемосхемах выполняют из накладных пластмассовых букв и цифр или гравировать прямо на лицевой стороне мозаичных съемных пластмассовых элементов.

Все цепи от контактной аппаратуры, применяемой в мнемонических схемах (ключи, кнопки, арматура сигнальных ламп и др.), выводят на штепсельные разъемы или выводные устройства ВУ-30 устанавливаемые на боковых сторонах металлических секций щита. В некоторых вариантах исполнения щита выводные устройства ВУ-30 устанавливают и на нижних секциях панелей.

Диспетчерские пульта. На диспетчерских пультах устанавливают приборы телеизмерения, ключи вызова телеизмерений, кнопки съема сигналов, номераторы и телефонные коммутаторы. Пульта обычно применяют одностестные или двухместные. Завод «Электропульт» выпускает секционные диспетчерские пульта деревянные типов ПДО-3 (одностестные), ПДД-4 (двухместные) (табл. 2-23) и универсальные металлические типа ПДУ.

Одностестный диспетчерский пульт типа ПДО-3 рассчитан на установку на нем до 60 измерительных приборов типа АСК, трех планшетов с коммутационной и светосигнальной аппаратурой и одной ключевой платы телефонного коммутатора. На двухместном диспетчерском пульте типа ПДД-4

Таблица 2-21

Технические данные измерительных преобразователей (ИП) электрических величин

Тип ИП	Назначение	Основная погрешность, %	Входные величины	Габариты, мм
Е-824	ИП переменного тока	$\pm 0,5$	0—1 А, 0—5 А	200×170×170
Е-825/1	ИП напряжения переменного тока	$\pm 0,5$	0—125 В	220×170×170
Е-825/2		$\pm 1,0$	75—125 В	
Е-826	ИП постоянного тока	$\pm 1,0$	От шунта 0—75 мВ	
Е-827	ИП напряжения постоянного тока	$\pm 1,0$	0—100 В 0—200 В 0—500 В 0—1000 В 0—2000 В	
Е-828/1	ИП частоты переменного тока	$\pm 1,5$	49—51 Гц	
Е-828/2		$\pm 1,0$	47—52 Гц	
Е-828/3		$\pm 0,5$	45—55 Гц	
Е-828/4		$\pm 0,5$	55—65 Гц	
Е-829/1	ИП активной мощности трехфазной сети переменного тока	$\pm 1,0$	0—0,5 А; 0—1,0 А 80—120 В	220×170×180
Е-829/2	ИП активной мощности трехфазной сети переменного тока	$\pm 1,0$	0—0,5 А 0—1,0 А 20—120 В	
Е-829/3		$\pm 0,5$	0—0,5 А 0—1,0 А 80—120 В	
Е-829/4		$\pm 0,5$	0—0,5 А 0—1,0 А 20—120 В	
Е-830/1	ИП реактивной мощности трехфазной сети переменного тока	$\pm 1,0$	0—2,5 А 0—5,0 А 80—120 В	
Е-830/2		$\pm 1,0$	0—2,5 А 0—5,0 А 20—120 В	
Е-830/3		$\pm 0,5$	0—2,5 А, 0—5,0 А 80—120 В	
Е-830/4		$\pm 0,5$	0—2,5 А; 0—5,0 А 20—120 В	

Примечание. Масса ИП 5 кг.

Таблица 2-22

Установочные данные секционных щитов
завода «Электропульт»

Тип	Ширина, мм	Высота, мм	Глубина, мм	Масса, кг
ЩД-5	1000	2480	410	100
		3040		120
		3600		140
ЩД-6	1000	2480	830	155
		3040		175
		3600		195

может быть установлено до 102 приборов типа АСК, четыре планшета с коммутационной и светосигнальной аппаратурой и ключевые платы двух телефонных коммутаторов (телефонные коммутаторы в комплект поставки пульта не входят и устанавливаются на пульте дополнительно).

Диспетчерские пульта типов ПДО-3 и ПДД-4 построены по секционно-блочному типу. Их собирают из одинаковых секций двух типов, следующих при сборке одна за другой. Секция первого типа предназначена для размещения коммутационной и светосигнальной аппаратуры, измерительных приборов и аппаратуры связи, а секция второго типа — для размещения измерительных приборов и оборудования рабочего места дежурного персонала.

Секция первого типа состоит из приборной приставки, отсека для размещения планшетов с аппаратурой, тумбы, предназначенной для монтажа соединительной проводки, а также разного рода вспомогательных устройств, установочных изделий и основания.

Секция второго типа состоит из приборной приставки, столешницы, тумбы и основания.

Таблица 2-23

Габариты и масса пультов типа ПДО-3 и ПДД-4

Тип	Высота, мм	Ширина, мм	Глубина, мм	Масса без устанавливаемой аппаратуры, кг
ПДО-3	850	2500	2000	260
ПДД-4	850	4180	2000	360

Приборная приставка на пультах этого типа выполнена утопленной и расположена таким образом, что ее верхняя кромка возвышается над поверхностью рабочего места диспетчера не более чем на 100 мм, что улучшает обзор диспетчерского щита.

Для возможности демонтажа измерительных приборов из приборной приставки задняя стенка планшетного отсека сделана съемной. Для удобства наблюдения за показаниями приборов фасадная поверхность приборной приставки наклонена в сторону от оператора под углом 12° к вертикали. Отсек же для размещения плат с коммута-

ционной и светосигнальной аппаратурой наклонен в сторону оператора под углом 8° к горизонтали. Для свободного доступа к монтажной стороне платы с аппаратурой выполнены поворотными.

Так же как и на секционных диспетчерских щитах коммутационная и светосигнальная аппаратура монтируется на пульте с помощью типовых съемных элементов, что обеспечивает возможность дополнения или перемещения этой аппаратуры в процессе эксплуатации без каких-либо переделок деталей и узлов конструкции пульта. Съемные элементы устанавливают на перфорированных платах.

Ключевую часть (плату) телефонного коммутатора устанавливают непосредственно в планшетно-коммутаторном отсеке пульта, а аппаратурную его часть размещают отдельно в аппаратной диспетчерского пункта.

Рабочее место диспетчера представляет собой горизонтально расположенную столешницу с выдвижными ящиками для хранения служебной документации.

Пульта типа ПДУ также собирают из отдельных секций двух типов, комплектующих и семи унифицированных блоков. Изменяя количество и расположение секций, можно собирать диспетчерские пульта различной конфигурации.

Завод «Промавтоматика» выпускает металлические диспетчерские сборные секционные пульта типа КЗСП-1 (рис. 2-11). Пульт собирается из тумб разных видов, предназначенных для установки коммутационной и светосигнальной аппаратуры, а также для хранения рабочей документации и столешницы. Над столешницей при необходимости устанавливают приборную приставку.

Пульта имеют двенадцать основных и несколько дополнительных исполнений, отличающихся друг от друга шириной и вариантом компоновки тумб. От выбранной ширины приборной приставки (800, 1000, 1200, 1400 или 1600 мм) зависит ширина столешницы, соответственно размер Д и общая ширина пульта $Б_3$.

Пульта типа КЗСП-1 входят в систему унифицированных типовых конструкций (УТК) Государственной системы приборов (ГСП).

2-19. ЦИФРОВЫЕ И ЗНАКОВЫЕ ИНДИКАТОРЫ

Значительный объем информации, выдаваемой оператору различными контрольно-измерительными устройствами, высокие требования к точности восприятия этой информации привели к разработке индикаторов, представляющих информацию в наиболее удобной для человека форме — в виде цифр, букв и других знаков. Знаковые индикаторы находят широкое применение в различных областях техники: в информационных, управляющих и вычислительных уст-

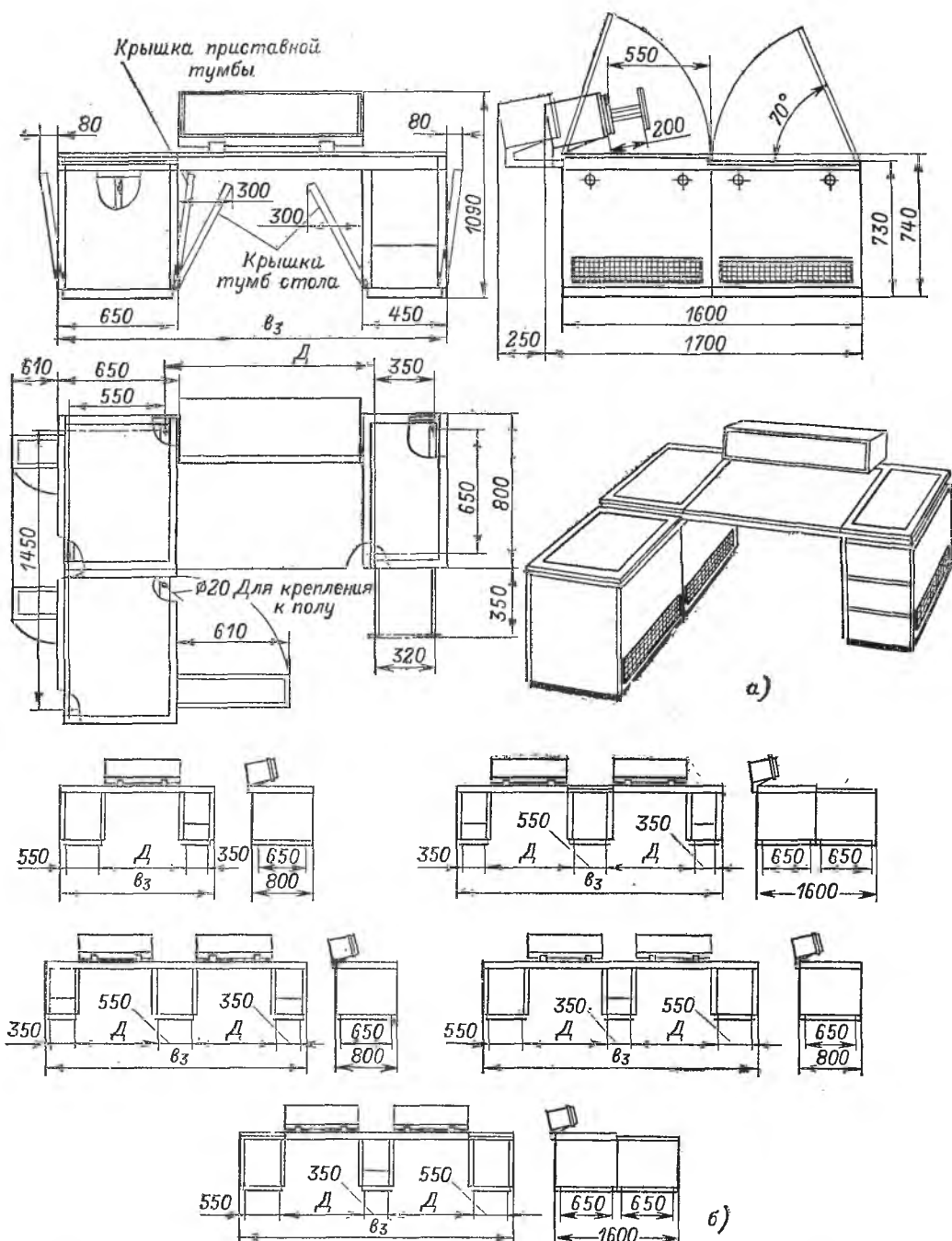


Рис. 2-11. Диспетчерский пульт типа КЗСП-1.

а — общий вид; б — конструктивные элементы и модификации.

Таблица 2-24

Технические характеристики проекционных индикаторов

Параметры	Тип				
	ПТ-2М	ПП-21М		ПП-21МА	
	сб. 9	сб. 10	сб. 9	сб. 10	сб. 11
Расстояние от линзы-клина до плоскости изображения, мм		157,2			
Увеличение оптической системы		×6			
Проецируемые знаки	Цифры от 0 до 9, точка впереди цифр, красный фон	Римские цифры от I до V, буквы Г, С, Н, П, Р	Цифры от 0 до 9, сине-зеленый фон	Римские цифры I—V, буквы Г, Р, С, П, Н, О	Цифры от 0 до 9, ограниченные кольцом
Размер изображения на экране	25×16	43,2×26,4	43,2×26,4	38×25	12,4×7,6
Источник света		Лампа СЦ-76 8В, 3,2 Вт			
Габариты, мм	75×40×150		55×49×64		Лампа
Масса, кг	0,5		0,25		28 В 156×97 0,5
					СМ-37

ройствах различного назначения, в системах контроля, в измерительных приборах и других устройствах.

Знаковые индикаторы различают по способу воспроизведения знака, по принципу построения электрической схемы, по типу применяемых в схеме активных элементов и т. п.

Ниже приводятся краткие сведения о некоторых серийно выпускаемых типах индикаторов, наиболее широко применяющихся на пультах и щитах систем оперативного управления. К ним относятся проекционные табло с неподвижными диафрагмами и переключаемыми источниками света, электролюминесцентные индикаторы и газоразрядные индикаторы тлеющего разряда.

Проекционные индикаторы (табл. 2-24). Принцип действия проекционных индикаторов основан на применении оптического устройства, проектирующего освещаемую цифру на матовый экран. Этот тип индикаторов позволяет получать изображения практически любой конфигурации, причем оно может быть цветным.

В системах оперативного управления применение могут получить проекционные табло типа ПТ-2М (рис. 2-12) и оптические проекционные ячейки ПП-21М, ПП-21МА и ПП-30М. Проекционные табло имеют собственный экран; для оптических ячеек такой экран должен быть предусмотрен в приборе, где ячейки устанавливаются.

Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ). По виду и характеру высвечиваемого изображения ЭЛИ (рис. 2-13) подразделяют на буквенно-цифровые, мнемонические, знаковые индикаторы с видимым изображением (в негорящем состоянии), мнемонические индикаторы с изменением цвета свечения.

Буквенно-цифровые индикаторы (рис. 2-13, б) получили наибольшее распространение. Знаки и цифры в них составляют из различной конфигурации и количества сегментов. Для отображения цифр от 0 до 9 широко применяют 7-, 8-, 9-сегментные электролюминесцентные знаковые индикаторы. Индикатор с 19 сегментами позволяет высвечивать все арабские цифры, буквы русского и латинского алфавитов; благодаря своей универсальности этот индикатор очень удобен для табло различного назначения.

Конструкции электролюминесцентных знаковых индикаторов разнообразны: от одиночных индикаторов до больших панелей, содержащих десятки цифр, выполненных на одном стекле.

Мнемонические индикаторы представляют собой сплошное световое поле или светящийся знак. Индикаторы выпускают многоцветными и одноцветными.

Индикаторы с видимым изображением в негорящем состоянии имеют внутренний трафарет, который виден благодаря внешнему освещению. На индикаторе после подачи на него напряжения высвечивается поле вокруг или внутри трафарета. Инди-

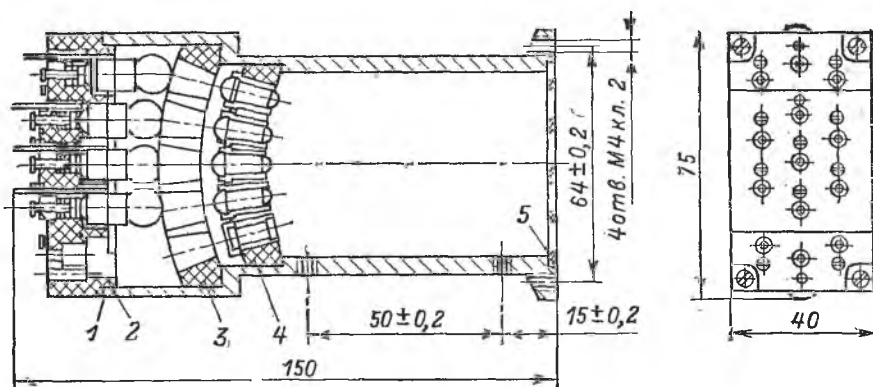


Рис. 2-12. Проекционное табло ПТ-2М.

1 — корпус; 2 — осветитель; 3 — диафрагма; 4 — оптический блок; 5 — экран.

каторы выпускают многоцветные и одноцветные.

Мнемонические индикаторы с изменением цвета свечения (растровые) позволяют на одном стекле (знакоместе) получить два или три цвета свечения. Растровый индикатор представляет собой стеклянную пластину с прозрачным электропроводящим слоем двуокиси олова, выполненным в ви-

инного цвета. При одновременном высвечивании двух растров получается суммарный третий цвет, который в случае использования желтого и голубого люминофоров условно принимается за белый. При использовании растровых ЭЛИ в табломнемосхемах условились, что форма светящегося знака определяет систему, по которой выдается информация, а цвет свечения определяет состояние этой системы.

Таблица 2-25

Основные типоразмеры и габариты электролюминесцентных индикаторов

Типоразмер	Габариты, мм		Размер видимой части стекла, мм	Размер стекла, мм
	без разъемов	с разъемом		
I	15×20×18,5	—	11×4,8	13×18
II	17×40×18,5	17×40×40,2	13×35	15×38
III	21×29×18,5	21×29×41	14×22	18×26
IV	22×42×17,5	—	15,5×23,5	18×26
V	33×33×18,5	33×33×40,2	25×25	30×30
VI	43×59×25,3	43×59×55,9	34×50	38×54
VII	45×85×25,3	—	36×76	40×80
VIII	65×65×25,3	65×65×55,9	56×56	60×60
IX	65×95×25,3	65×95×55,9	55×85	60×90
X	105×105×25,3	105×105×55,9	96×95	100×100
XI	125×185×25,3	—	116×176	120×180
XII	155×155×25,3	155×155×55,9	146×146	150×150

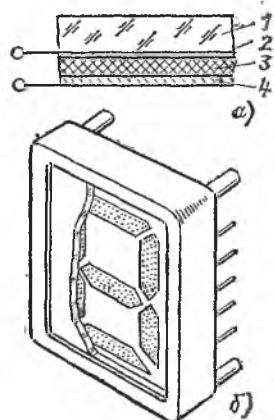


Рис. 2-13. Электролюминесцентный индикатор (ЭЛИ).

а — схема; б — внешний вид; 1 — стеклянная пластинка; 2 — прозрачный электропроводный слой (первый электрод); 3 — электролюминесцентный слой; 4 — металлический слой (второй электрод).

де рисунка гребенчатой структуры. Чересстрочный растр на ЭЛИ образуется электролюминофорами двух различных цветов (голубого и желтого), точно совпадающими со структурой соответствующего гребенчатого электрода, что позволяет производить раздельную коммутацию каждого цвета. Фигура, заложенная в ЭЛИ, светится в виде параллельных полос того или

Основные параметры газоразрядных индикаторов

А. Цифровые индикаторы

Тип индикатора	ИН-1	ИН-2	ИН-4	ИН-8	ИН-8-2	ИН-12А	ИН-12Б	ИН-14	ИН-16	ИН-17	ИН-18
Индیکیруемые знаки	0, 1, 2,...,9	0, 1, 2,...,9	0, 1, 2,...,9	0, 1, 2,...,9	0, 1, 2,...,9, запятая	0, 1, 2,...,9	0, 1, 2,...,9, запятая	0, 1, 2,...,9, две запя- тые	0, 1, 2,...,9, две запятые	0, 1, 2,...,9	0, 1, 2,...,9
Напряжение зажигания, В	200	200	170	170	170	170	170	170	170	170	170
Ток рабочий, мА	2,5—3	1,5—2	2,5—3	2,5—3,5	2,5—3,5	2,5—3	2,5—3	2,5—3,5	2,5	2	6—8
Габариты, мм	65×30,5	35,5×17	46×31	55×17	55×17	31×21× × 35	31×21× × 35	54,5×19	45×13	20×14×23	75×32
Высота знака, мм	18	9	17	18	18	18	18	18	13	9	40
Вид индикации	Торцевая	Торцевая	Торцевая	Боковая	Боковая	Торцевая	Торцевая	Боковая	Боковая	Торцевая	Боковая
Форма колбы	Круглая	Круглая	Круглая	Круглая	Круглая	Прямо- угольная	Прямо- угольная	Круглая	Круглая	Прямоуголь- ная	Круглая

Б. Знаковые индикаторы

Тип индикатора	ИН-7	ИН-7А	ИН-7Б	ИН-11	ИН-15А	ИН-15Б	ИН-19А	ИН-19Б	ИН-19В
Индیکیруемые знаки	+, —, %, п, К, М, т, А, в, Ω	+, —, П, К, М, т, μ	Hz, S, V, Ω	п, т, К, μ, Hz, Ω, S, A, V	μ, P, —, +, т, М, К, П, %, п	W, F, Hz, V, S, Ω, A	п, К, μ, °C, %, P, т	Н, А, Ω, Hz, S, F, T, V	—, A/B, ~, П, %, dB, +, <
Напряжение зажигания, В	170	170	170	170	170	170	170	170	170
Ток рабочий, мА	2,5—4	2,5—4	2,5—4	3—3,5	2,5—3,5	2,5—3,5	2,5—3,5	2,5—3,5	2,5—3,5
Габариты, мм	46×31	46×31	46×31	31×36×28	21×31×28	21×31×28	54,5×19	54,5×19	54,5×19
Высота знака, мм	16	16	16	9×14	18	18	18	18	18
Вид индикации	Торцевая	Торцевая	Торцевая	Торцевая	Торцевая	Торцевая	Боковая	Боковая	Боковая
Форма колбы	Круглая	Круглая	Круглая	Прямоуголь- ная	Прямоуголь- ная	Прямоуголь- ная	Круглая	Круглая	Круглая

Электролюминесцентные индикаторы выпускаются разных размеров и конструкций в зависимости от требований заказчика, но для удобства исполнения и унификации размеров в производстве выделены 12 основных типоразмеров (табл. 2-25). В связи с большим объемом номенклатуры выпускаемых ЭЛИ в настоящем справочнике для удобства пользования принята классификация по группам индикатора одного типоразмера. В основу этой условной классификации положен размер индикатора в плане. Эти типоразмеры имеют сокращенные обозначения: например, ИЭЛ-М-1, расшифровывается так: И — индикатор, ЭЛ — электролюминесцентный, М — многоцветный, 1 — типоразмер индикатора.

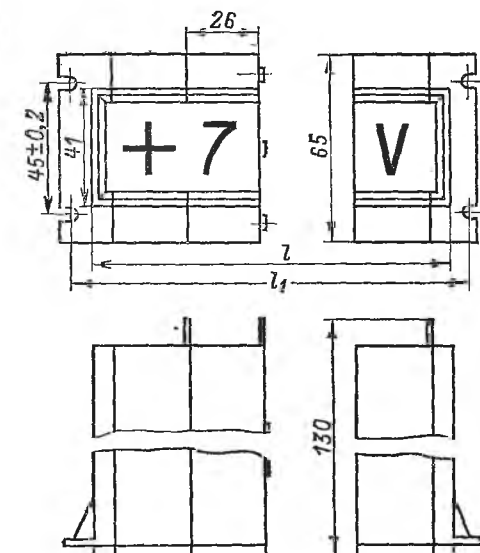
Одноцветные и многоцветные индикаторы работают от источника синусоидального напряжения в следующих режимах возбуждения: для зеленого, голубого и желтого цветов свечения 220 В частотой 400 Гц; для красного цвета свечения 220 В частотой 1200 Гц. Растровые ЭЛИ работают от источника синусоидального напряжения 220 В частотой 1200 Гц.

Газоразрядные индикаторы. Наряду с электролюминесцентными индикаторами широкое применение имеют газоразрядные индикаторы тлеющего разряда (рис. 2-14). Принцип действия индикаторов этого типа состоит в том, что при подаче на прибор напряжения между анодом, выполненным в

виде сетчатой пластины, и выбранным катодом (катод выполнен в виде требуемого знака) возникает разряд и оранжево-красное свечение повторяет форму катода.

В табл. 2-26 приведены основные параметры газоразрядных индикаторов.

На базе ламп ИН-14, ИН-12А, ИН-12Б, ИН-15А и ИН-15Б разработаны серии малогабаритных щитовых индикаторов типа Ф207 и Ф208 (рис. 2-15), обеспечивающие



l, l_1 определяются количеством индикаторов в блоке:
 $l = 26 \times n + 14$; $l_1 = l + 14$

Рис. 2-15. Блок индикаторов Ф207.

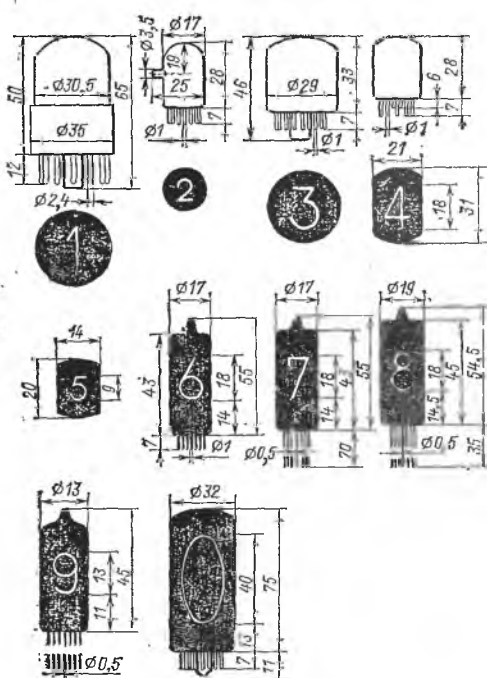


Рис. 2-14. Газоразрядные цифровые индикаторы.

возможность комплектования многоцветных индикаторов по заданию заказчика.

Индикаторы обеспечивают ввод информации в виде последовательности импульсов (Ф207 с частотой до 1 МГц и Ф208 с частотой до 10 МГц) и в потенциальном двоично-десятичном коде 8-4-2-1, хранение введенной информации, индикацию ее на газоразрядной индикаторной лампе, выдачу записанной информации в код 8-4-2-1 на внешние устройства для регистрации на цифрочитающих устройствах, перфораторах или на устройства обработки результатов измерения.

Схемы этих индикаторов выполнены на микрэлектронной базе.

2-20. ВИДЕОТЕРМИНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Видеотерминальные устройства находят применение в АСУ ТП с УВМ, в системах централизованного диспетчерского контроля и управления, в промышленных установках, которые должны быть оснаще-

ны большим числом контрольно-измерительных приборов и регуляторов.

В АСУ ТП видеотерминальные устройства используются прежде всего для выдачи оперативной информации обслуживающему персоналу. Например, на станах холодной прокатки оператор может вызывать на экран результаты работы за смену, за час, итоги обработки каждого рулона, всей плавки, данные о загрузке оборудования стана, о его температурном режиме, данные о поступающих рулонах, о рулонах, находящихся в линии стана от подающего конвейера до маркировочного устройства. При применении видеотерминальных устройств с клавиатурой оператор может не только просматривать, но и корректировать выдаваемые ЭВМ данные (на стане — программу прокатки рулона, данные рулона и т.д.) Использование цветных графических дисплеев существенно улучшает восприятие информации, позволяя изобразить своим цветом каждый параметр, выделить цветом или мерцанием значения, вышедшие за определенные границы, характеризовать цветом положение изделий в линии обработки (до, в процессе и после обработки) и т.д.

В системах централизованного диспетчерского контроля и управления применение видеотерминальных устройств, с одной стороны, улучшает представление информации по каждому контролируемому пункту за счет выдачи результатов измерений в цифровой форме и выделения цветом элементов схемы контролируемого пункта, одновременно сокращает габариты диспетчерских щитов, сохраняя их в основном для обзора общего состояния контролируемой системы (например, энергоснабжения завода). Другим важным следствием использования видеотерминальных устройств является сокращение срока разработки, изготовления и внедрения системы централизованного контроля и управления, поскольку схема каждого контролируемого пункта должна храниться в памяти ЭВМ, а потому можно заблаговременно заказать оборудование, а разработку схемы контролируемых пунктов и их программирование вести параллельно с изготовлением оборудования. Преимуществом использования видеотерминальных устройств является возможность гибкого изменения в процессе эксплуатации схем контролируемых пунктов, расширения контролируемой системы в целом.

В промышленных установках, которые должны быть оснащены большим числом контрольно-измерительных приборов и регуляторов, применение видеотерминальных устройств позволяет осуществить контроль и коррекцию систем регулирования без дорогих и громоздких диспетчерских щитов. В этом случае на одном видеотерминальном устройстве ведется обзорный контроль работы регуляторов, а на другом по вызову оператора представляется детальная информация по ограниченной группе регу-

ляторов или еще более детальная информация по одному из них. Так, на одной из действующих установок на видеотерминальном устройстве в обзорном формате одновременно показывается графически отклонение от заданного значения по 8 параметрам в каждой из 36 групп, а при выходе отклонения какого-либо параметра за допустимый предел данная группа начинает светиться красным цветом и выдает аварийный сигнал. На том же видеотерминальном устройстве поочередно или по получении аварийного сигнала могут просматриваться еще 5 обзорных изображений и таким образом общее число контролируемых параметров может превысить 1500. На другое видеотерминальное устройство может быть вызвана любая группа параметров и по каждому параметру показывается графически и в цифровой форме его заданное и фактическое значение, а также положение регулирующего органа. С помощью клавиатуры оператор может изменить заданное значение параметра и (или) положение регулирующего органа. При вызове на экран одного интересующего параметра также показываются параметры настройки соответствующего регулятора и оператору представляется возможность откорректировать коэффициенты настройки или даже изменить закон регулирования.

Поставляемые в отечественных вычислительных системах алфавитно-цифровые дисплеи имеют в ансамбле индицируемых символов 32 буквы русского и 26 букв латинского алфавита, цифры, специальные и дополнительные символы. Символы имеют кодировку по ГОСТ 13052-74 и размер 4×3 мм. Питание дисплейных модулей $220 \pm 15\%$ В, 50 Гц. Параметры дисплейных модулей приведены в табл. 2-27.

Таблица 2-27

Сравнительные данные дисплейных модулей

Показатель	А544-1 (ДМ-500)	А544-2 (ДМ-2000)	А544-8
Размер изображения, мм	100×140	180×250	140×200
Емкость экрана, знаки	512	1920	1280
Количество знаков в строке	32	80	80
Количество строк	16	24	16
Потребляемая мощность, В·А	350	450	125
Габариты, мм	370×390 ×720	480×455 ×720	390×352 ×661
Масса, кг	31	До 50	35,6

Таблица 2-28

Устройства оперативной телефонной связи

Тип	Количество подключаемых линий		Тип	Количество подключаемых линий		Тип	Количество подключаемых линий	
	от АТС и РТС	от прямых абонентов		от АТС и РТС	от прямых абонентов		от АТС и РТС	от прямых абонентов
КД-6А		6	КРОМ	4	40	СОС-30/60	6	32/62
КД-12А	—	12	«Темп-40»	4	40	СОС-30М	1	30
КД-18	—	18	«Псков-1»	6	16	СДС-М-50/100	4/8	50/100
КД-36Д	—	36	«Псков-2»	6	15	КОС-22М	2	20
КД-60	4	60	«Кристалл-70»	8	59	КСР	2	24
КД-120	8	120	«Кристалл-110»	10	97	КАС	5	12
МИГ	1	20						

Терминал графический цветной (А543-11) предназначен для отображения цветной алфавитно-цифровой и графической информации на экране.

Терминал воспроизводит на экране по горизонтали 320 точек, по вертикали 270. Емкость ОЗУ восемь 18-разрядных Кслов. Терминал осуществляет обмен информацией с процессором непосредственно через сопряжение 2К (при удалении от УВК до 15 м), через пару дуплексных регистров А491-3М (при расстоянии до 50 м; скорость обмена 400 кГц) или через пару модулей внутрисистемной связи А723-5/1 (при расстоянии до 3 км; скорость обмена 30 кГц).

2-21. СРЕДСТВА ОПЕРАТИВНОГО РУКОВОДСТВА

Для оперативного руководства, осуществляемого диспетчерскими службами предприятия, используют специальные средства телефонной связи, радиосвязи и промышленного телевидения.

Устройства оперативной телефонной связи (табл. 2-28) обеспечивают прямую непосредственную связь с цеховыми и внешними абонентами и связь по соединительным линиям через АТС и РТС. С их помощью можно проводить выборочные и общие циркулярные совещания. Общий вид одного из таких устройств (директорского коммутатора типа КД-36Д) показан на рис. 2-16.

Для прямой связи абонентов при высоком уровне производственных шумов предусматривается производственная громкоговорящая связь.

Широко применяется устройство типа ПГС-1к, состоящее из симплексного приемопередающего усилителя низкой частоты, микрофона и громкоговорителя. В одну двухпроводную линию (телефонную пару) можно включить до 10 таких устройств,

длина линии связи до 5 км. Вариант устройства на полупроводниках ПГСПЗ-120 отличается от ПГС-1к меньшей мощностью и наличием обратного динамика.

В состав аппаратуры системы производственной громкоговорящей связи ПГС-71 входят системы ПГСИ-10М и ПГСИ-30М, осуществляющие избиратель-

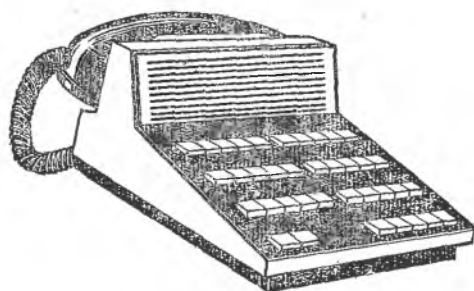


Рис. 2-16. Директорский коммутатор КД-36Д.

ную связь соответственно с 10 и 30 абонентами, а также связь одного из абонентов системы ПГСИ-10М с системой ПГСИ-30М. Система ПГСИ-30М позволяет осуществлять также циркулярную связь со своими абонентами. Системы могут работать самостоятельно и совместно. Комплект переговорного громкоговорящего устройства ПУ-1 обеспечивает симплексную связь между двумя рабочими местами, устройство переговорное ПУ-5 осуществляет связь между главным аппаратом и пятью абонентскими.

Аппаратура громкоговорящей диспетчерской связи «Радиус» предназначена для обеспечения громкоговорящей и телефонной связи в различных звеньях управления. Громкоговорящая связь осуществля-

ется по физическим двухпроводным цепям при сопротивлении шлейфа до 50 Ом и по четырехпроводным цепям при сопротивлении шлейфа до 2800 Ом. Телефонная связь осуществляется с абонентами МБ, ЦБ и АТС по физическим двухпроводным цепям. Аппаратура состоит из отдельных приборов и в зависимости от комплектации обеспечивает от 3 до 20 громкоговорящих и 10 телефонных связей с пультами руководителей, обеспечивающими от 5 до 20 громкоговорящих связей.

Для оперативной связи с подвижными объектами (локомотивы, автомашины, электрокары, краны и т. п.) и для оперативного руководства дежурным персоналом, обходчиками, ремонтниками на промышленных предприятиях широко применяют радиотелефонную аппаратуру. На пункте оперативного управления устанавливаются стационарную радиостанцию, на подвижных объектах — мобильные радиостанции и у обходчиков — переносные радиостанции.

Аппаратура обеспечивает беспосковую и бесподстроечную симплексную и дуплексную двустороннюю телефонную радиосвязь между центральной радиостанцией и пере-

движными объектами, а также непосредственно между объектами.

Основные технические данные радиостанций оперативной связи приведены в табл. 2-29.

Распределительно-поисковая связь позволяет диспетчеру осуществить поиск нужных работников и вызов их на рабочие места или отдавать необходимые распоряжения по участкам. Как правило, для этих целей используют цеховые установки радиодификации.

Для вызова и односторонней передачи речевого сообщения любому из абонентов на территории завода используется система персонального вызова типа «Связь». Она включает в себя от 1 до 11 передатчиков, работающих на петлевую антенну, и не более 90 портативных абонентских приемников. Работает система на частоте 39,063 кГц.

Установки промышленные (прикладные) телевизионные (ПТУ) предназначены для дистанционного наблюдения и контроля за различными производственными процессами, а также для диспетчерских целей. Прикладные телевизионные установки ПТУ-44 — ПТУ-48, ПТУ-51 — ПТУ-53 пред-

Таблица 2-29

Радиостанции оперативной связи общего назначения

Тип	Конструктивное исполнение	Диапазон частот, МГц	Число каналов связи	Режим работы	Дальность связи, км	Масса, кг
«Кактус» 58P1 (21РТН-2-ЧМ)	Носимая	33—46	1	Симплекс	4	1,6
«Карат-М» (6РТ-0,5-2-ОМ)	Носимая	1,6—2,85	1	Симплекс	50	3,5
«Ласточка» 60P1 (20РТП-2-ЧМ)	Портативная	33—46	1	Симплекс	1	0,1
«Сирена» 63P1 (23РТН-2-ЧМ)	Носимая	140—174	1	Симплекс	3	1,1
«Тюльпан» 61P1 (22РТП-2-ЧМ)	Портативная	140—174	1	Симплекс	1	1
«Гроза-2» (30РТ-5-2-ОМ)	Стационарная	1,6—8	4	Симплекс	600	70
«Нива-М» (62РТ-0,5-2-ОМ)	Стационарная	1,6—2,85	1	Симплекс	30	6
«Полоса-2» (28РТ-50-2-ОМ)	Стационарная	0,3—0,6	4	Симплекс, дуплекс	300	50
«Родник-2» (5РТ-300-2-ОМ)	Стационарная	2—12	4	Симплекс, дуплекс	1000	215
«Гранит-АС-57» (31РТМ-А2-ЧМ)	Мобильная	57,05—57,5	1	Симплекс, дуплекс	30	18
«Гранит-АС-57» (32РТС-А2-ЧМ)	Стационарная	57,05—57,5	1	Симплекс, дуплекс	30	20
«Пальма» (24РТМ-А2-ЧМ): 56P1, 56P2, 56P3, 56P4 57P1, 57P2, 57P3, 57P4	Стационарные Мобильные	140—174	3	Симплекс	20—40	40 20

Таблица 2-30

Прикладные телевизионные установки

Тип	Среда размещения передающей части	Количество передающих камер			Количество каналов видеоконтрольных устройств
		Всего	С дистанционным изведением	С дистанционным наведением и вариро-объективом	
ПТУ-40	Взрывоопасная	1	—	—	1
ПТУ-42*	Нормальное помещение	1	—	—	1 (ТВ приемник)
ПТУ-43	То же	1	—	—	1
ПТУ-44	» »	1	1	—	1
ПТУ-45	Открытый воздух	1	1	—	1
ПТУ-45-1	То же	1	—	1	1
ПТУ-46	» »	4	4	—	4
ПТУ-47	» »	4	2	—	3
ПТУ-47-1	» »	2	—	—	3
ПТУ-48	» »	4	—	2	3
ПТУ-49	Взрывоопасная	10	8	—	1
ПТУ-49-1	То же	6	3	—	1
ПТУ-49-2	» »	3	—	—	1
ПТУ-51	Открытый воздух	8	4	—	3
ПТУ-52	Нормальное помещение	4	4	—	3
ПТУ-53	То же	8	4	—	3

* Для наблюдения удаленных объектов.

ставляют собой комплекс телевизионных устройств, обеспечивающих различные эксплуатационные возможности и отличающихся друг от друга количеством телевизионных передающих камер и других устройств. Преимуществом установок является их унификация; в различных вариантах установок используют типовые приборы, различные комбинации которых позволяют создавать установки с разнообразными эксплуатационно-техническими характеристиками. Установки являются замкнутыми ТВ системами с дистанционным управлением приборами передающей стороны; отличаются разнообразием телевизионных камер, что позволяет выбрать наиболее оптимальный вариант для конкретных условий эксплуатации; имеют высокую компактность конструкции, рациональную и удобную компоновку узлов и блоков; широкое применение микросхем гарантирует им высокую надежность и отличное качество изображения; внешний вид установок удовлетворяет современным требованиям технической эстетики.

Для контроля взрывоопасных процессов служат установки ПТУ-40 и ПТУ-49; для наблюдения за удаленными объектами — установки ПТУ-42 и ПТУ-43. Некоторые технические данные прикладных телевизионных установок приведены в табл. 2-30.

Список литературы

2-1. Введение в автоматизированные системы управления / Под ред. В. Г. Шорина. — М.: Знание, 1974. — 320 с.

2-2. Дудников В. Г., Левин А. А. Автоматизированные системы управления. — М.: Энергия, 1973. — 192 с.

2-3. Рашковский В. М. Теория и практика разработки и внедрения АСУП. — М.: Советское радио, 1975. — 224 с.

2-4. Митюшкин К. Г. Телемеханика в энергосистемах. — М.: Энергия, 1975. — 352 с.

2-5. Малов В. С., Купершмидт Я. А. Телеизмерение (системы промышленного применения). — М.: Энергия, 1975. — 352 с.

2-6. Лугинский Я. Н., Семенов В. А. Информационно-вычислительные системы в диспетчерском управлении. — М.: Энергия, 1975. — 160 с.

2-7. Каган Б. М., Воилов А. И., Лукьянов Л. М. Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ ТП. — М.: Советское радио, 1978. — 304 с.

2-8. Пасковатый О. И. Электрические помехи в системах промышленной автоматизации. — М.: Энергия, 1973. — 104 с.

2-9. Козлов Б. А., Ушаков И. А. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. — М.: Советское радио, 1975. — 472 с.

2-10. Соскин Э. А. Основы диспетчеризации и телемеханизации промышленных систем энергоснабжения. — М.: Энергия, 1977.—400 с.

2-11. Пшеничников А. М. Агрегатная система средств телемеханики. — Приборы и системы управления, 1972, № 9, с. 16—19.

2-12. ГОСТ 16084—75. Системы автоматического управления технологическими процессами в промышленности. Основные положения.

2-13. ГОСТ 19675-74. Автоматизированные системы управления. Основные положения. Термины и определения.

2-14. ГОСТ 20913-75. Автоматизированные системы управления технологиче-

скими процессами. Стадии создания.

2-15. ГОСТ 21705-76. Автоматизированные системы управления технологическими процессами. Надежность. Основные положения.

2-16. ГОСТ 16521-74. Устройства телемеханики.

2-17. Geisheimer F. Wiring installation method in static switching, analog and digital control. — Iron and Steel Eng., 1964, July, p. 131—140.

2-18. Standard R. K. Installation, operation and maintenance of process control computer systems. — Instrument Practice, 1967, vol. 21, № 6, p. 549—555.

ДАТЧИКИ И РЕГУЛЯТОРЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

3-1. ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ

В настоящем разделе приведены сведения по различным датчикам и регуляторам технологических параметров, которые находят применение в установках промышленных предприятий.

Под понятием «датчик» в электрических схемах управления, сигнализации и измерения подразумевают устройства, непосредственно воспринимающие изменения контролируемого параметра и преобразующие эти изменения в механические или электрические сигналы. Под понятием «регулятор» подразумевают устройства, обеспечивающие подачу управляющего сигнала непосредственно на исполнительные механизмы при отклонении от заданной величины технологического параметра, измеряемого датчиком.

В справочнике рассматриваются только те датчики, которые представляют собой единое изделие (собственно датчик и преобразователь), имеющее на выходе ка-

кой-либо электрический сигнал. Такими сигналами являются: контактный или бесконтактный релейный сигнал; унифицированные сигналы (УС) Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП); непрерывные токовые (0—5 мА, 0—20 мА) и непрерывные напряжения постоянного тока (0—10 мВ, 0—50 мВ, 0—1 В, 0—10 В) по ГОСТ 9895-78; УС ГСП непрерывные частотные (1500—2500 Гц, 4000—8000 Гц) по ГОСТ 14853-76; УС ГСП кодированные по ГОСТ 12814-74; сигналы непрерывные напряжения постоянного тока (0—12 В, 0—24 В); сигналы непрерывные напряжения переменного тока 50 Гц (0—1 В, 0—2 В) и др. Рассматриваемые датчики могут быть использованы при решении задач автоматизации технологических процессов для выполнения различных блокировок и защит, централизованного и автоматизированного управления с применением вычислительной техники, средств телемеханики и других технических средств сбора, передачи и обработки информации.

3-2. ДАТЧИКИ И РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМПЕРАТУРЫ

Таблица 3-1

Основные технические данные датчиков и регуляторов температуры с релейным выходом¹

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, °С	Выходной элемент	Исполнение

Контактные термометры и термодатчики

ТЗК	Сигнализация до трех значений достижения температуры среды	0—300 в различных диапазонах	по 1 з.к.** на каждую точку	Общего назначения. Прямой и угловой
ТПК	Сигнализация достижения заданного значения температуры среды	То же	1 з.к. с магнитной регулировкой	То же

Продолжение табл. 3-1

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, °С	Выходной элемент	Исполнение
ТК-1а	То же	5—300	2 з. к.	Прямой
ТК-2а			2 з. к.	Угловой
ТК-3а		0—300	3 з. к.	Прямой
ТК-4а			3 з. к.	Угловой
ТК-7		205	2 з. к.	Общего значения Прямой
ТК-8		80	2 з. к.	
ТК-9		2 и 2.5	по 1 з. к.	
ТК-15		60	2 з. к.	Виброударостойкое. Прямой
ТК-17	Сигнализация достижения температуры среды одного из трех значений	27, 30, 34	2 з. к.	Общего значения
ТК-18	Сигнализация достижения заданного значения температуры среды	65	2 з. к.	
ТК-20		69	2 з. к.	Вибростойкое
ТК-25		20	2 з. к.	Общего значения
ТК-42		75	2 з. к.	
ТК-30	То же	5—35	1 з. к.	Прямой
ТК-34		0—55 в различных диапазонах	2 з. к.	
ТК-49		16—70	2 з. к.	
ТК-52	То же (для установок кондиционирования воздуха)	17—100 в различных диапазонах	2 з. к.	—

Манометрические

ТКП-60СГ	Измерение и сигнализация заданного значения температуры газов, паров и жидкостей	0—120 50—150 100—250 От —25 до +75	1 з. к. и 1 р. к. ** реле РЭС-9	Общего значения, портное, тропическое
ТПП4-III	То же	От —25 до +300 в различных диапазонах	То же	То же

Продолжение табл. 3-1

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, °С	Выходной элемент	Исполнение
ТПП4-IV	То же	То же	То же	Взрывозащищенное
ТПГ-СК (газовый)	Измерение и сигнализация при отклонении температуры жидкостей и газов от заданных пределов	От —50 до +400 в различных диапазонах	По 1 з. к. реле РЭС-9 для максимального и минимального значений	Общего назначения, экспортное, тропическое
ТПП-СК (парожидкостный)		От —25 до +200 в различных диапазонах		
TSM-100	Измерение и сигнализация при отклонениях температуры нагрева *	0—100	1 з. к.	Общего назначения
TSM-200		0—200	1 р. к.	
T-32	Переключение электрических цепей при отклонениях от заданной температуры	От 30 до 450 для различных модификаций	2 з. к. с разрывной мощностью 4400 В·А	То же
T178B	Управление кондиционерами при отклонениях температуры воздуха	15 и 28	2 з. к. с разрывным током до 12 А	То же
ТР-1 ТР-2 ТР-5	Сигнализация и двухпозиционное регулирование температуры жидких и газообразных сред	От —35 до +160 для различных модификаций	1 з. к. и 1 р. к. с разрывной мощностью до 300 В·А	Модификации: общего назначения, взрывозащищенное, пылевзрывозащищенное
ТЖ-В	Регулирование температуры воздуха	8—25	Контакты с разрывной мощностью до 100 Вт	Общего назначения, экспортное
T144	Сигнализация достижения заданной температуры морозильной камеры ***	До —28	2 з. к.	Общего назначения

Полупроводниковые ***

ПТР-2	Двухпозиционное регулирование температуры жидких и газообразных сред	От —30 до +100 для различных модификаций	1 з. к.	Общего назначения

Продолжение табл. 3-1

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, °С	Выходной элемент	Исполнение
ПТР-3	Трехпозиционное регулирование температуры жидких и газообразных сред	От —30 до +100 для различных модификаций	1 п. к.**	То же
ПТР-П	То же пропорциональное	То же	1 п. к.	То же
ПТРВ-2Т	То же двухпозиционное	От —40 до +100	1 з. к.	То же
ПТРВ-3Т	То же трехпозиционное	От —40 до +100	1 п. к.	То же
ПТРВ-ПТ	То же пропорциональное	От —40 до +100	1 п. к.	То же
РТИ-3	Трехпозиционное регулирование	36—39	1 п.к. и управляющий сигнал на тиристор	То же
ПТРД-2	Двухпозиционное регулирование перепада разности температуры в помещении и наружного воздуха	От —5 до +5	2 з. к.	То же
РТ-049	Двухпозиционное регулирование температуры пресс-форм или других твердых тел	100—250 50—200	1 п. к.	То же
Дилатометрические				
ТУДЭ	Сигнализация и двухпозиционное регулирование температуры газов и жидкостей	От 30 до +1000 для различных модификаций	1 з. к. и 1 р. к. с разрывным током до 10 А	Общего назначения, взрывозащищенное, пылебрызгозащищенное
Т35	Сигнализация и регулирование температуры воды и масла	0—100 90—150	1 з. к. 1 р. к.	Ударо- и вибростойкое
РНТ-1Э	Сигнализация отклонения температуры охлаждающей жидкости, воды, масла и дизельного топлива	0—60 55—125	Бесконтактный выход, 5 В на нагрузке 2,2 кОм	Общего назначения

Продолжение табл. 3-1

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, °С	Выходной элемент	Исполнение
ТРДЭ	Сигнализация и двухпозиционное регулирование температуры воздуха или жидкости при статическом давлении до 63 МПа	От —30 до 250 для различных модификаций	1 п. к.	Пылебрызгозащищенное
ТДЭ	То же при статическом давлении до 1,6 МПа	От 50 до 1000	1 п. к.	Общего назначения
Биметаллические				
ДТКБ	Двухпозиционное регулирование температуры в камерах с неагрессивной газовой средой	От —30 до +50 для различных модификаций	1 з. к. или 1 р. к. с разрывной мощностью до 50 В·А	Общего назначения, тропическое
ТБ-ЭЗК	Трехпозиционное регулирование температуры	0—45 для различных модификаций	4 з. к. с разрывной мощностью до 100 В·А	Общего назначения

* Допустимый длительный ток контактов 0,2 А (активная нагрузка), 0,07 А (индуктивная нагрузка) при мощности коммутируемой цепи 2 Вт.

** З. к. — замыкающие контакты; р. к. — размыкающие контакты; п. к. — переключающие контакты.

*** Разрывная мощность контактов до 500 В·А.

Таблица 3-2

Основные технические данные датчиков температуры с унифицированными сигналами ГСП

Тип	Краткая характеристика и назначение	Пределы измерения, °С	Выходной сигнал	Исполнение
ТПГ4-VI (газовый)	Манометрический показывающий термометр с электрическим датчиком для измерения температуры газов, паров и жидкостей	От —50 до +600 в разных диапазонах	Токовый 0—5 мА	Общего назначения, экспортное, тропическое
ТПЖ4-VI (жидкостный)		От —50 до +300 в разных диапазонах		
ТДГ-Э (газовый)	Манометрический бесшкальный термометр с электрическим датчиком для измерения температуры газов, паров и жидкостей	То же	Токовый 0—20 мА	То же
ТДЖ-Э (жидкостный)				

Таблица 3-3

Основные параметры термопар

Обозначение термопары	Диапазон измеряемых температур, °C	Градуировка	Инерционность	Область применения
ТПП	От -20 до +1300	ПП-1	До 40 с	В лабораторных и испытательных установках
ТПР	От -300 до +1700	ПР-30/6	От 5 с до 3 мин	То же
ТВР	От 60 до 1950	ВР ВР-10/20 ВР-5/20	От 1,5 с до 3 мин	Для измерения высоких температур в печах с водородом или аргонном
ТХА	От -50 до +1000	ХА	От 8 с до 3,5 мин	Общепромышленное применение
ТХК	От 0 до 600	ХК	От 3 с до 3,5 мин	То же

3-3. ТЕРМОМЕТРЫ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ (ТЕРМОПАРЫ)

Действие термопары основано на появлении термо-э.д.с. в контуре, составленном из двух различных металлов со спаями, нагретыми до разных температур. Термо-э.д.с. для каждой пары металлов зависит только от температуры спаев. В зависимости от материала электродов выпускают термопары: платинородий-платиновые (ТПП), платинородий-платинородиевые (ТПР), вольфрам-ренийевые (ТВР), хромель-копелевые (ТХК) и хромель-алюмелевые (ТХА). Каждый тип термопар имеет свою область применения, определяемую диапазоном измеряемых температур, данными контролируемой среды и способом крепления. Кроме того, каждый тип термопары характеризуется инерционностью, наличием защитной арматуры и градуировочными характеристиками.

Термопары с одинаковыми термоэлектродными материалами и градуировочными характеристиками взаимозаменяемы.

Основные параметры, характеризующие термопары, приведены в табл. 3-3.

Для измерения температуры термопары работают в комплекте с милливольтметрами, потенциометрами или нормирующими преобразователями, имеющими те же градуировочные характеристики, что и термопары.

Для автоматической компенсации термо-э.д.с. холодных спаев термопары, возникающей при изменении температуры окружающего воздуха, применяются коробки холодных спаев типа КХС.

3-4. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Проволочные терморезисторы представляют собой чувствительные элементы, принцип действия которых основан на свойствах проводника изменять свое сопротивление с изменением температуры. Терморезисторы делятся на платиновые и медные. Платиновые терморезисторы предназначены для измерения температуры от -200 до +650°С, медные — от 50 до 150°С.

Градуировка термометров сопротивления: для платины Пл-2 20, 21 и 22 (сопротивление термометра при $t=0^\circ\text{C}$ соответственно 10, 46, 100 Ом), для меди 23 (при $t=0^\circ\text{C}$ сопротивление термометра 53 Ом).

Терморезисторы работают в комплекте с логометрами, электронными мостами и нормирующими преобразователями. Каждый тип терморезистора имеет свою область применения, определяемую диапазоном измеряемых температур, видом контролируемой среды и ее параметрами; характеризуется инерционностью, наличием защитной арматуры, исполнением выводов, способом крепления.

Основные технические данные терморезисторов приведены в табл. 3-4.

Таблица 3-4

Основные технические данные терморезисторов

Тип	Предел измерения, °С	Градуировка	Инерционность	Область применения
П л а т и н о в ы е				
ТСП-5071	От —200 до +600	21, 22	До 40 с	Жидкие и газообразные среды
ТСП-712 (двойной)	От —50 до +400	21	До 15 с	Масло и вода
ТСП-6097	От —50 до +150	21, 22	До 30 с	Газообразные и жидкие неагрессивные среды
ТСП-6108	От —50 до +60	22	20 с	Воздух
ТСП-883	0—300	21	40 с	Твердые тела
ТСП-8012	От —50 до +100	22	20 мин	Воздух
ТСП-410-01	0—120	22	9 с	Масло
ТСП-5081-01	От —50 до +200	21, 22	30 с	Жидкие и газообразные среды, взрывоопасные помещения
ТСП-8041	От —50 до +300	21	4,5 с	Жидкие и газообразные среды
ТСП-8043	От —50 до +120	21	9 с	Жидкие среды
ТСП-8044	От —50 до 400	21	90 с	Стенки трубопроводов
ТСП-8045	От —50 до +500	21	60 с	Жидкие и газообразные среды
ТСП-8046	От —50 до +50	22	240с	Большие емкости
ДТВ-040	30—300	21	До 30 с	Металлические валки
М е д н ы е				
ТСМ-5071	От —50 до +150	23, 24	До 40 с	Жидкие и газообразные среды
ТСМ-6097	От —50 до +150	23, 24	До 30 с	То же
ТСМ-8012	0—50	23	До 4 мин	Воздух

Продолжение табл. 3-4

Тип	Предел измерения, °С	Градуировка	Инерционность	Область применения
TSM-6114	От 50 до +100	23	До 2 мин	Воздух
TSM-410-01	0—120	23	До 9 с	Масло
TSM-8034M	От —50 до +100	23	До 1 мин	Сыпучие материалы
ДТВ-038	30—150	23	До 30 с	Поверхность твердых тел

3-5. ДАТЧИКИ И РЕГУЛЯТОРЫ ДАВЛЕНИЯ

Таблица 3-5

Основные технические данные датчиков и регуляторов давления, разрежения и разности давлений с релейным и индукционным выходом

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, кгс/см ² ($\times 98066,5$ Па)*	Выходной элемент	Исполнение
МТП-16/Сг	Измерение и сигнализация избыточного давления неагрессивных жидкостей газов и паров вакуумметрического давления газов и паров	До 1600	2 п. к.	Общего назначения
ВТП-16/ICr		До 1		
МВТП-16/ПНСг		До 24		
ДД	Измерение и сигнализация давления жидкостей и газов	До 6 для разных модификаций	1 п. к.	То же
ДДК	Измерение давления газов, паров, жидкостей	От 10 до 1600 для разных модификаций	Кодовый преобразователь	Пылебрызгозащищенное, взрывозащищенное
РНД-1Э	Сигнализация давления масла и жидкого топлива	От 0,1 до 10	1 п. к. и 1 бесконтактный выход 5 В, 10 МВт	Общего назначения
РД-1, РД-2	Сигнализация и двухпозиционное регулирование давления фреона, воздуха, масла и других неагрессивных сред	От —0,3 до 60 для разных модификаций	1 з. к. и 1 р. к. с разрывной мощностью 150 В·А	Общего назначения, брызгозащищенное, пыленепроницаемое
РД-13	То же на судовых установках	От +10 до 60		Водозащищенное
РДК-3	То же	До 8	То же	То же

Продолжение табл. 3.5

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, кгс/см ² ($\times 98066,5$ Па)*	Выходной элемент	Исполнение
РД-3-01	Сигнализация и двухпозиционное регулирование давления в холодильных установках	От $-0,3$ до 4 — низкое давление, от 6 до 19 — высокое давление	То же	Общего назначения
РД-3-02		От $-0,2$ до 7 и ст 8 до 25		
РД-4А-01	То же	От $-0,7$ до 4 и от 6 до 30	То же	Взрывозащищенное
РД-4А-02		От -1 до $1,5$ и от $0,5$ до 10		
РД-3Н-04	То же	От $-0,7$ до 4 и от 7 до 19	То же	Водозащищенное
РКС-1	Сигнализация и двухпозиционное регулирование разности давлений двух сред	От $0,2$ до 6 для разных модификаций и исполнений	1 п. к. с разрывной мощностью до 300 В·А	Общего назначения, брызгозащищенное
ПГ62-11	Сигнализация давления в машинах с гидравлическим приводом	До 320 кгс/см ² для разных модификаций	Микропереключатель	Общего назначения
Д21В	Сигнализация и двухпозиционное регулирование давления жидкостей и газов	До 25	1 з. к. или 1 р. к.	Рудничное, взрывозащищенное
Д231В-11	Сигнализация и двухпозиционное регулирование разности давлений жидкостей и газов	Разность от $-0,2$ до $2,5$	1 п. к.	То же
СНСВ	Сигнализация избыточного давления (напора) газов	От 0 до $0,6$	2 п. к.	Взрывозащищенное
СТСВ	Сигнализация вакуумметрического давления (тяги) газов	От -6000 до 0	2 п. к.	То же
2С57-51	Сигнализация давления пневматических и смазочных систем	1—2	Два микропереключателя МП-1	Общего назначения
6С57-51		2—6		

Продолжение табл. 3.5

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания, кгс/см ² (×98066,5 Па)*	Выходной элемент	Исполнение
Г62-21	Сигнализация давления в гидравлических системах	5—64	Микропереключатель МП-1	То же
РДШ	Сигнализация давления воды, пара и воздуха в магистралях	0—20	2 п. к.	То же
РДД-1М	Сигнализация разности давлений жидкости или газа	От 0,3 до 6,3	1 п. к. с разрывной мощностью 15 Вт	Взрывозащищенное
СРД-6,3	Сигнализация разности давлений воздуха или газа	От 0,04 до 0,1 и от 0,1 до 0,31	1 п. к.	Общего назначения
ДРД-01	Сигнализация разности (перепада) давлений жидкостей и газов	До 2,5	1 з. к. и 1 р. к. с разрывной мощностью 150 В·А	То же
ДРД-03	То же, но с дифференциально-трансформаторным датчиком для передачи измерений	До 2,5	Двух- или трехпозиционное контактное устройство	То же
ЭКМ-1У, ЭКМ-2У	Измерение и сигнализация минимального и максимального значений давления жидкостей, паров и газов	До 1600	2 з. к. с разрывной мощностью 10В·А	То же
ДНТ	Сигнализация и регулирование напора и тяги жидких и газообразных сред	От —10 до 100	1 з. к. и 1 р. к.	То же
ДПН	Сигнализация и регулирование перепада (разности) напора жидких и газообразных сред	От —10 до 100	1 з. к. и 1 р. к.	То же
ИДФ	Измерение давления неагрессивных жидкостей и газов	0—1,6	1—0—1 В, 0—2 В, 50 Гц	То же
МЭД модели 22364, 22365	Измерение давления жидкостей и газов	До 1600 для разных диапазонов	Дифференциально-трансформаторный датчик	Общего назначения

* Единицей измерения давления в Международной системе единиц (СИ) является паскаль (Па) (1 кгс/см² = 98066,5 Па), но градуируются датчики заводами в настоящее время в кгс/см².

Таблица 3-6

Основные технические данные датчиков давления с выходными сигналами ГСП

Тип	Назначение	Пределы измерения, кгс/см ² ($\times 98066,5$ Па)*	Выходной сигнал	Исполнение
МПЭ	Измерение и регулирование давления жидкостей и газов	До 600	0—5 мА	Общего назначения
МАДМЭ	Измерение и регулирование абсолютного давления жидкостей и газов	До 0,6	То же	То же
ММЭ	Измерение и регулирование избыточного давления жидкостей и газов	До 25	То же	То же
МП4-VI	Измерение избыточного и вакуумметрического давления неагрессивных жидкостей, паров и газов	До 1600	0—5 мА	Общего назначения, экспортное, тропическое
ВП4-VI		От —0,6 до 0 и от —1 до 0		
МВП4-VI		От —1 до 15 в разных диапазонах		
МС-Э1-В4	Измерение давления жидких и газообразных сред	От 0 до 4 в разных диапазонах	0—5 мА	Взрывозащищенное
МС-Э2-В4			0—20 мА	
МП-Э1-В4	То же	От 0 до 600 в разных диапазонах	0—5 мА	То же
МП-Э2-В4			0—20 мА	
М1М	Измерение давления неагрессивных сред	От 0 до 1600 для разных модификаций	0—5 мА	Общего назначения, тропическое
Кристалл	Измерение избыточного давления неагрессивных сред	До 400	0—5 мА	Общего назначения
НС-Э	Измерение избыточного давления газа	До 4000 для разных модификаций	0—5 мА; 0—20 мА	Общего назначения, экспортное, тропическое

3-6. ДАТЧИКИ НАЛИЧИЯ И РАСХОДА ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ, ЖИДКОСТЕЙ И ГАЗОВ

Таблица 3-7

Основные технические данные датчиков наличия и расхода

Тип	Назначение	Предельные измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
РЭ	Измерение объемного расхода однородных потоков жидкостей	До 16 м ³ /ч	Дифференциально-трансформаторный датчик	Пылебрызгозащитное
РЧС	Измерение мгновенного расхода воды	До 250 м ³ /ч	Частотный датчик с сигналом 4—8 или 2—4 кГц	То же
ИР-51	Измерение расхода электропроводных жидкостей	До 2500 м ³ /ч	Токовый датчик	Брызгозащитное
РС-1	Измерение суммарного расхода воды, пара, газа, мазута	—	Время-импульсный датчик	Общего назначения
УКТО	Измерение и суммирование количества тепла	До 150 м ³ /ч До 150 °С До 10 МПа	То же	То же
ИРС	Измерение расхода и стока	1—1000 м ³ /ч	Сельсин-датчик, сигналы 0—5 мА и широтно-импульсный	То же
СВК-3М1	Сигнализация наличия в воздухе закрытых помещений до взрывоопасных концентраций горючих газов, паров и их смесей	5—50%	Контакты	Взрывозащитное
ВМ-10Н	Сигнализация обнаружения металлических предметов из черных и цветных металлов в непроводящих средах	—	То же	Общего назначения
ВМ-20Н				
РПС	Сигнализация наличия протока воды в трубопроводах с условным диаметром до 25 мм	—	То же	Общего назначения, экспортное, тропическое
РП	Сигнализация наличия протока жидкости в трубопроводах с условным диаметром до 50 мм	—	2 п. к. с допустимым длительным током до 6 А	То же

Продолжение табл. 3-7

Тип	Назначение	Предельные измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
РКПЖ-1	Сигнализация отклонения разности двух давлений	0,5—5 МПа	1 п. к. микропереключателя МП-1	Общего назначения
РПЖ	Сигнализация наличия расхода воды	До 16 л/мин	Микропереключатель МП2102	То же
РП-20, 40, 50	Сигнализация наличия протока жидкости в трубопроводах с диаметром условного прохода 20, 40, 50 мм	—	1 з. к. и 1 р. к.	Общего назначения, трехпозиционное
РПВ-2	Сигнализация превышения скорости воздушного потока от заданного значения	До 10 м/с	1 п. к. с разрывной мощностью до 100 В·А	Общего назначения
ДП-6	Сигнализация наличия потока жидкости, нефти на устье глубиннонасосных скважин	—	Контактная группа	То же
СП26	Измерение текущего значения расхода жидкости и сигнализация при понижении расхода	До 100 л/ч	Магнитоуправляемый контакт МКВ-1	Взрывозащищенное

3-7. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ

Дифференциальные манометры различных систем используют для измерения технологических параметров расхода жидкости, газа или пара, разности давлений (перепада), избыточного давления (напора), разрежения (тяги), уровня жидкости в открытых резервуарах и в резервуарах под давлением.

Измерение расхода жидкости или газа дифманометрами-расходомерами осуществляется по методу переменного перепада давлений. В этом случае дифманометр-расходомер работает совместно с сужающим устройством, которое устанавливается непосредственно в трубопроводе и служит для создания переменного перепада давления. В качестве сужающего устройства могут применяться диафрагмы, сопла или расходомерные трубы. При измерении расхода жидкости или газа с помощью дифманометров измеряется разность давлений (перепад) до сужающего устройства и после него.

Измерение расхода по методу переменного перепада может производиться при соблюдении следующих условий: вещество, протекающее через сужающее устройство, должно находиться в одной фазе — жидкой или газообразной; протекающее вещество должно полностью заполнить

сечение трубопровода и сужающего устройства; изменение расхода вещества должно происходить плавно без пульсаций; трубопровод до сужающего устройства и после него должен быть на достаточном протяжении прямолинейным и цилиндрическим.

При измерении уровня жидкости в открытых резервуарах при помощи дифманометров измеряется разность давлений столба жидкости в резервуаре и атмосферного.

При измерении уровня жидкости в закрытых резервуарах под давлением измеряется разность между давлением столба жидкости в резервуаре и давлением над жидкостью.

По принципу действия измерительной системы дифманометры делятся на поплавковые, кольцевые, колокольные, мембранные и сильфонные.

В качестве электрического выходного сигнала в дифманометрах используются: дифференциально-трансформаторные датчики; электросигнальные устройства; электропреобразовательные устройства для передачи сигнала ГСП. Выходные элементы связаны электрически со вторичными приборами или непосредственно предназначены для дистанционной передачи измерения.

Основные технические данные дифманометров, имеющих электрический выходной сигнал, приведены в табл. 3-8.

Таблица 3-8

Основные технические данные дифманометров

Тип	Назначение	Пределы измерения	Выходной элемент	Исполнение
Релейный выходной сигнал				
ДСП-778	Измерение и сигнализация превышения заданных значений расхода жидкостей и газов, уровня жидкости	До 1,6 кгс/см ^{2*} , до 16 м	2 з. к., 2 р. к., 2 п. к. с длительно допустимым током 1 А	Общего назначения
ТМС-717Сг	Измерение и сигнализация вакуумметрического и избыточного давлений воздуха и неагрессивных газов	—4000—0 кгс/м ^{2**}	2 з. к., 2 р. к., 2 п. к. с длительно допустимым током 1 А	То же
НС-717Сг		0—4500 кгс/м ²		
ТНС-717Сг		—2000—0—2000 кгс/м ²		
Дифференциально-трансформаторный датчик				
ДКО модели 3701	Измерение перепада, избыточного и вакуумметрического давления неагрессивных газов	До 100 кгс/см ²	—	Общего назначения, промышленное
ДМ модели 23574	То же	До 2500 кгс/м ² и до 6,3 кгс/см ²	—	То же
ДТ-2	Измерение малых давлений, разрежений или разности двух давлений	От 0 до 300 кгс/м ² для разных модификаций	—	То же
Электрический токовый датчик				
ДС-Э	Измерение перепада давления, расхода жидкости и газа, уровня жидкости	До 2500 кгс/м ² и до 6,3 кгс/см ² для разных модификаций	0—5 мА; 0—20 мА	Общего назначения
ДМЭ, ДМЭР	Измерение перепада давления, расхода жидкостей и газов	До 4000 кгс/м ² , до 6,3 кгс/см ²	0—5 мА	Общего назначения
ДСП-786	То же	До 1,6 кгс/см ² и до 16 м	0—5 мА	Общего назначения, экспортное, промышленное
ДСЭР	Измерение расхода газов и жидкостей	До 400 кгс/м ²	0—5 мА	Общего назначения
Электрический датчик напряжений переменного тока				
ДМИ (ДМИ-Р, ДМИ-Т)	Измерение напора, разрежения или разности давлений жидкости пара, газа	До 2500 кгс/см ²	Ферродинамический датчик	То же
ДКОФН (ДКОФН-Р, ДКОФН-Т, ДКОФН-То)	Измерение напора, разрежения и разности давлений газа или воздуха	До 25 кгс/см ² , до ±20 кгс/см ² , до 40 кгс/см ²	То же	То же

* 1 кгс/см²=98066,5 Па.** 1 кгс/м²=9,8 Па.

Таблица 3-9

3-8. ДАТЧИКИ И РЕГУЛЯТОРЫ УРОВНЯ

Основные технические данные датчиков и регуляторов уровня

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
Поплавковые				
УДУ-10	Измерение уровня жидких нефтепродуктов	0—12 м; 0—20 м	Цифровая индикация	Брызгозащищенное
ДРУ-1	Сигнализация верхнего или нижнего уровня жидкостей	Дифференциал до 25 мм	Микропереключатель МП-5	Общего назначения, экспортное, тропическое
ДПЭ	Сигнализация достижения уровня жидкости	Дифференциал от 25 до 1000 мм для разных модификаций	1 п. к. с разрывной мощностью 300 В·А	Общего назначения
У6М-ВЗГ	Измерение уровня жидкости	0—3 м	Время-импульсный датчик	Взрывонепроницаемое
ДУЖЭ-200	Сигнализация уровня жидкости или линии раздела двух несмешивающихся жидкостей	Дифференциал 5—30 мм	1 з. к. и 1 р. к. с коммутируемым током 0,25 А при напряжении 30 В	То же
ПРУ-5	Сигнализация уровня жидкости	Дифференциал 20—50 мм	2 п. к. с разрывной мощностью 500 В×А	Общего назначения, тропическое, водозащищенное
ПРУ-5СЗГ				Взрывозащищенное, тропическое, водозащищенное
РМ-51	Сигнализация двух уровней в открытых резервуарах	0,5—10 м	2 п. к. с допустимым длительным током 5 А	Общего назначения
РП-40	Сигнализация уровня жидкости в резервуарах под давлением до 5 кгс/см ²	20—150 мм	2 з. к. и 2 р. к. с допустимым длительным током 5 А	То же
СУМ-34	Сигнализация уровня жидкости в гидроаккумуляторных установках	Дифференциал до 15 мм	1 з. к. и 1 р. к.	Общего назначения, тропическое
ДПУ-1М	Сигнализация уровня жидкости	По месту	Контакты	Взрывозащищенное
Буйковые				
ДИУ-СЧА	Измерение уровня жидкости в сосудах под давлением до 320 кгс/см ²	0—1600 мм в разных диапазонах	Дифференциально-трансформаторный датчик	Общего назначения, экспортное, тропическое, взрывозащищенное

Продолжение табл. 3-9

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
УБ-Э	Измерение уровня жидкости	От 0,02 до 16 м для разных модификаций	Токовый преобразователь с сигналами 0—5 мА или 0—20 мА	Общего назначения, взрывозащищенное
СУЖ	Сигнализация уровня жидкости	По месту установки	1 з. к. и 1 р. к. с разрывной мощностью 110 В·А	Общего назначения, взрывозащищенное, взрывонепроницаемое
СУЗБУ1	Сигнализация двух предельных уровней жидкости в сосудах с давлением до 32 МПа	0,1—1 м	По 1 з. к. на каждый уровень	Взрывозащищенное, пылезащитное, взрывозащищенное

Мембранные

РУ-1	Сигнализация двух уровней воды или мыльно-содовых растворов	До 340 мм	По 1 з. к. на каждый уровень с коммутируемым током до 10 А	Общего назначения
РУ-2		До 900 мм		
РУ-1х	Сигнализация двух уровней растворов	До 340 мм	То же	То же
РУ-2х		До 900 мм		
РУ-1М	Сигнализация двух уровней жидкости плотностью 1—1,2 г/см ³	До 340 мм	То же	То же
РУ-2м		До 900 мм		

Электроконтактные

РУВ-1Э	Сигнализация и регулирование уровня жидкости	По месту установки	1 з. к. и бесконтактный выход 5 В на нагрузку 2,5 кОм	Общего назначения
РУ-3Э	Двухпозиционное регулирование и сигнализация уровня	Дифференциал от 5 мм до 10	1 п. к. с разрывной мощностью до 500 В·А	Взрывозащищенное, взрывозащищенное, тропическое
ЭРСУ-3	Регулирование и сигнализация 4 значений уровня электропроводных сред	От 0,1 до 2 м	Релейный блок БР-3	Общего назначения
СПУ	Сигнализация двух предельных уровней воды в барабане парового котла	Два уровня в пределах длины водоуказательных стекол от 190 до 340 мм	По 1 з. к. и 1 р. к. для каждого уровня	То же

Продолжение табл. 3-9

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
Емкостные				
РУМ-1Э	Сигнализация и регулирование уровня масла	По месту установки	1 п. к. и бесконтактный выход 5 В на нагрузку 2,5 кОм	Общего назначения
ЭСУ-1М	Сигнализация отклонения уровня жидких и сыпучих сред от заданного значения	От 0,1 до 2 м	2 з. к. с разрывной мощностью до 500 В·А	Общего назначения, тропическое
ЭСУ-2М	То же двух уровней	От 0,1 до 2 м	По 2 з. к. на каждый уровень	То же
Кондуктометрические				
МИАСС-1	Регулирование и сигнализация уровня агрессивных жидкостей	От 0,5 до 2,5 м	1 п. к.	Общего назначения
УРАЛ-1	Измерение уровня агрессивных жидкостей	От 0 до 2,5 м	Преобразователь с выходным сигналом 0—5 мА	То же
Резонансные				
СУЭ-11	Сигнализация предельных значений уровня сыпучих и кусковых диэлектрических сред	По месту установки	2 п. к. с разрывной мощностью до 500 В·А	Общего назначения, экспортное, тропическое
СУЭ-14	То же проводящих сред	То же	2 п. к.	То же
СУС-11	Сигнализация предельного уровня зерна	По месту установки	2 п. к.	Пылебрызгозащитное
СУС	Сигнализация одного и двух уровней жидкостей и твердых (кусовых, порошкообразных) сред	То же	Контакты	Взрывозащитное
Фотоэлектрические				
СУФ-4Э	Сигнализация уровня осадка или активного ила	До 5 м	1 п. к.	Общего назначения
СУ-101	Многоточечная сигнализация уровня осадка или активного ила	До 10 м	По 1 п. к. на каждую точку	То же

Продолжение табл. 3-9

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
Ультразвуковые				
СУУЗ-1	Сигнализация предельного уровня жидких нефтепродуктов	От 0,1 до 10 м	1 з. к. реле типа РЭС-10	Взрывозащищенное
СУУЗ-2	То же двух уровней	От 0,1 до 10 м	По 1 з. к. на каждый уровень	То же
СУУЗ-3	То же трех уровней	От 0,1 до 10 м	То же	То же
СУУЗ-1Р	Сигнализация уровня раздела двух сред: вода — нефтепродукты	От 0,1 до 10 м	1 з. к.	То же
ЭХО-1	Измерение уровня неоднородных жидкостей	0—3 м	Преобразователь с выходным сигналом 0—5 мА	Общего назначения

Радиоизотопные

ГР-6	Сигнализация уровня жидкости, твердых или сыпучих материалов	По месту установки	1 з. к. и 1 р. к.	Водо- и взрывозащищенное
ГР-7	То же двух уровней	То же	По 1 з. к. и 1 р. к. для жидкого уровня	То же
ГР-8	Сигнализация уровня жидкости, твердых или сыпучих материалов	То же	2 п. к.	Общего назначения, водозащищенное, взрывонепроницаемое

3-9. ДАТЧИКИ СКОРОСТИ

Таблица 3-10

Основные технические данные датчиков скорости

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
РСЗМ	Сигнализация частоты вращения валов дизель-электрических агрегатов	От 300 до 1575 об/мин для разных модификаций	3 з. к. или 3 п. к.	Общего назначения
ДСУ-1	Измерение скорости и ускорения главных приводов прокатных станов	Скорость до 200 об/мин, ускорение до 40 рад/с ²	Сигнал 0—24 В постоянного тока	То же

Продолжение табл. 3-10

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
РСИМ	Автоматическая блокировка цепей питания электродвигателей	До 200 об/мин	2 з. к. и 2 р. к. с коммутируемым током до 3 А	То же
РОУ-40	Защита механизмов вращения	До 1100 об/мин	Два ртутных переключателя	То же
ТЭ-4АС-6	Измерение и сигнализация частоты вращения турбомашин	До 20000 об/мин	Аналоговый и релейный выходные сигналы	То же
ВКД-1	Измерение вибрационного состояния тихоходных машин	20—2000 мкм	Измерительный блок	То же

3-10. ДАТЧИКИ ПУТЕВЫЕ И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Таблица 3-11

Основные технические данные датчиков путевых и перемещения

Тип	Назначение	Пределы измерения или срабатывания	Выходной элемент	Исполнение
КВ-9	Сигнализация наличия перемещающегося предмета	По месту установки	Микропереключатель на 24 В	Взрывозащищенное
БПМ21	То же	То же	Микровыключатель МП2101	Вибростойкое, ударостойкое
ВПВ	То же	То же	Контактный блок БКВ	Взрывозащищенное
РФ8100	То же	То же	Контакты	Общего назначения
ДФ-1	Сигнализация угловых перемещений	То же	Импульсный преобразователь	То же
БК-А БК-0	Сигнализация наличия металлической пластинки или счет импульсов	Зазор до 3 или 5 мм	Контактная группа	То же
КВД		Зазор до 100 мм		
КВП		Зазор до 16 мм		

3-11. ПРОТИВОПОЖАРНЫЕ ДАТЧИКИ

Таблица 3-12

Основные технические данные противопожарных датчиков

Тип	Чувствительный элемент	Пределы срабатывания	Защищаемая площадь, м ²	Выходной элемент
Тепловые извещатели				
ДМ-70, ДМВ-70 (взрывобезопасные)	Терморезистор	70 °С	25	—
АТИМ	Биметаллическая пластина	До 100 °С	15	Контакты
ДПС-038	Батарея термопар	30 °С	30	То же
ДПС-1АТ		150 °С	15	
ТРВ-1	Инваровый стержень	70 °С	20—30	То же
ТРВ-2		120 °С		
Дымовые извещатели				
ИДР-1М	Фоторезистор	Наличие дыма до 30 с	—	Реле
ДИ-1	Ионизационная камера	Дым в течение 10 с	100	Электрометрическая лампа
КИ-1	То же	Дым и тепло до 80 °С	По дыму 100 по теплу 30	—
СИ-1	Счетчик фотонов	Пламя Ø 25 мм на расстоянии 5 м	500	—
АИП-М	То же	Пламя Ø 25 мм на расстоянии 10 м	50	—
ДПИП	Фоторезистор	Пламя площадью 300 см ² на расстоянии 5 м	100	—

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ

А. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

4-1. СТРУКТУРА И СОСТАВ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Эффективность создаваемых объектов определяется качеством проектов, а повышение качества и сокращение сроков проектирования является важнейшим фактором ускорения научно-технического прогресса. В современных условиях повышение качества и сокращение сроков разработки проектов может быть обеспечено лишь на основе широкого использования математических методов и электронных вычислительных машин в проектных, конструкторских, технологических организациях и на предприятиях. Автоматизация проектирования особенно эффективна, когда от автоматизации выполнения отдельных инженерных расчетов переходят к комплексной автоматизации, создавая для этой цели системы автоматизированного проектирования.

Система автоматизированного проектирования (САПР) — это организационно-техническая система, состоящая из комплекса средств автоматизации проектирования, взаимно-связанного с подразделениями проектной организации, и выполняющая автоматизированное проектирование. Основная функция САПР состоит в осуществлении автоматизированного проектирования на всех или отдельных стадиях проектирования объектов и их составных частей на основе применения математических и других моделей, автоматизированных проектных процедур и средств вычислительной техники. Функционирование САПР должно обеспечивать получение проектных документов, выполненных в заданной форме и содержащих проектные решения или результаты проектирования.

Уровень автоматизации процесса проектирования — это компромисс между потребностями проектной организации и возможностями разработчиков системы автоматизации, планомерно-снабженческих организаций, поставляющих техническое обеспечение, а также возможностями подготовки кадров.

Потребности проектной организации в автоматизации процесса проектирования определяются характером и сложностью проектируемых объектов строительства, возможностями выполнения проектов в установленные сроки, имеющимся персоналом и на высшем техническом уровне, отвечающем новейшим достижениям строительного-монтажной техники и технологий производств. Уровень автоматизации проектных работ можно оценивать как процент работ, выполняемых ЭВМ в общем объеме работ проектной организации; он может служить критерием для оценки потребности в средствах вычислительной техники.

Для крупных организаций, специализирующихся в отдельных областях проектирования (строительное, технологическое, электротехническое и другие виды проектирования), необходим и возможен высокий процент автоматизации.

При создании САПР следует различать два разных, но важных подхода.

С одной стороны — это создание САПР в крупных, ведущих проектных и конструкторских организациях, а с другой — это широкое распространение типовых расчетов, алгоритмов и программ в средних и заводских проектно-конструкторских организациях.

Возможность размножать, широко распространять в проектных и конструкторских организациях наиболее прогрессивные, а также типовые и стандартные методы расчетов, различные нормативные и справочные данные предопределяет высокую эффективность САПР. Даже небольшая проектная организация получает возможность применять самые совершенные и эффективные методы инженерных расчетов, заимствуя их у организаций — разработчиков САПР.

Структура САПР. Основными структурными звеньями САПР являются подсистемы. Подсистемой САПР называется выделенная по некоторым признакам часть САПР, обеспечивающая получение законченных проектных решений и соответствующих проектных документов.

Различают объектно-ориентированные (объектные) или проектно-технологические и объектно-независимые (инвариантные) подсистемы САПР.

Объектная подсистема осуществляет проектирование некоторого объекта (класса объектов) на определенной стадии проектирования. Объективные могут быть, например, подсистемы: электроснабжения и подстанций промышленных предприятий; линий электропередачи; силового электрооборудования; смет.

Инвариантная подсистема осуществляет функции управления и обработки информации, не зависящие от способностей проектируемого объекта.

Инвариантными могут быть, например, подсистемы: управления САПР; ввода, обработки и вывода графической информации; информационно-поисковых процедур; диалоговых процедур; оптимизации.

Структурное объединение подсистем в систему обеспечивается связями между компонентами САПР, входящими в подсистемы.

Средства обеспечения САПР состоят из компонентов обеспечения: методического; программного; технического; информационного; организационного; кадрового.

Компонентами методического обеспечения являются документы, в которых полностью или со ссылкой на первоисточники отражены: теория, методы, способы, математические модели, алгоритмы, алгоритмические специальные языки для описания объектов, терминология, нормативы, стандарты и другие данные, обеспечивающие методологию проектирования в подсистемах САПР.

Из состава методического обеспечения могут выделяться компоненты математического и лингвистического обеспечения.

Компонентами программного обеспечения являются документы с текстами программ, программы на машинных носителях и эксплуатационные документы, обеспечивающие функционирование соответствующих подсистем САПР.

Программное обеспечение подразделяют на общесистемное и прикладное. Компонентами общесистемного программного обеспечения являются, например, операционные системы, трансляторы с алгоритмических языков, эмуляторы и супервизоры. Компонентами прикладного программного обеспечения являются программы и пакеты прикладных программ, предназначенные для получения проектных решений.

Компонентами технического обеспечения являются устройства вычислительной и организационной техники, средства передачи данных, измерительные и другие уст-

ройства или их сочетания, обеспечивающие функционирование соответствующих подсистем САПР.

Совокупность компонентов технического обеспечения образует комплекс технических средств САПР.

Компонентами информационного обеспечения являются документы, содержащие описания стандартных проектных процедур, типовых проектных решений, типовых элементов, комплектующих изделий, материалов и другие данные, а также файлы и блоки данных на машинных носителях с записью указанных документов, обеспечивающие функционирование соответствующих подсистем САПР.

Совокупность компонентов информационного обеспечения образует информационную базу (базу данных) САПР.

Компонентами организационного обеспечения САПР являются методические и руководящие материалы, положения, инструкции, приказы, штатные расписания, квалификационные требования и другие документы, обеспечивающие взаимодействие подразделений проектной организации при создании, эксплуатации и развитии САПР.

Кадровое обеспечение — персонал, обеспечивающий нормальное функционирование систем автоматизированного проектирования; это специалисты по организации и координации разработок, изготовления, внедрения и функционирования системы; теории и методам автоматизации проектирования; информационному и программному обеспечению; техническому, организационно-правовому и кадровому обеспечению, а также административно-хозяйственному управлению и снабжению.

Экономическая эффективность систем автоматизированного проектирования определяется следующими положениями:

все задачи, решение которых целесообразно автоматизировать, разделяются на три класса: простые (массовые) задачи, решение которых выполняется с достаточной точностью без применения ЭВМ в срок до 10 дней; задачи средней сложности, решение которых традиционными методами выполняется в течение нескольких месяцев; сложные (уникальные) задачи, возникающие при проектировании сложных объектов с использованием новых проектных решений и при поиске оптимальных проектных решений, которые при традиционных методах проектирования решаются весьма приближенно или совсем не решаются.

Годовая экономическая эффективность определяется, руб.,

$$C = \sum_1^m [n(C_p - C_{ab}) + \Delta C],$$

где m — количество объектов, рассчитанных по данной программе за год; n — количество задач, решенных по программе для каждого объекта; C_p — средняя стоимость задачи при традиционном способе проектирования с учетом средней квалификации

исполнителя; $C_{аб}$ — средняя плановая стоимость решения задачи с применением ЭВМ.

Для простых задач и задач средней сложности величина $C_{аб}$ первоначально оценивается на основе ориентировочных (прогнозируемых) данных, а затем уточняется после годовой эксплуатации программ.

Для сложных задач величина $C_{аб}$ практически отсутствует, поэтому при оценке экономической эффективности программы для решения задач данного типа не учитывается. ΔC — экономия стоимости строительства проектируемого объекта, руб., полученная за счет уточнения решения задач, что дает экономии материалов и оборудования, а также за счет внедрения новых прогрессивных решений, полученных при помощи ЭВМ.

Для простых (массовых) задач величина ΔC не имеет практического смысла, так как составные ее части при решении на ЭВМ практически не влияют на экономический эффект. При решении задач подобного рода экономятся лишь трудозатраты на проектирование.

Для сложных задач величина ΔC должна определяться по каждому объекту индивидуально.

Основные принципы создания САПР. При создании и развитии САПР рекомендуется применять следующие общесистемные принципы: включения; системного единства; развития комплектности; информационного единства; совместимости; инвариантности.

Принцип включения предусматривает, что требования к созданию, функционированию и развитию САПР определяются со стороны более сложной, включающей в себя САПР системы, — отрасли и (или) проектной организации.

Принцип системного единства состоит в том, что на всех стадиях создания, функционирования и развития САПР целостность системы должна обеспечиваться связями между подсистемами САПР, а также функционированием подсистемы управления САПР.

Принцип развития требует, чтобы САПР разрабатывалась и функционировала как развивающаяся система, для этого в САПР должно предусматриваться наращивание и совершенствование компонентов САПР и связей между ними.

Принцип комплектности требует, чтобы в САПР обеспечивалась связь элементов проектирования отдельных элементов и всего объекта в целом на всех стадиях проектирования; для этого в подсистемах должны предусматриваться компоненты САПР, осуществляющие комплексное согласование и контроль характеристик элементов и объекта в целом.

Принцип информационного единства состоит в том, что в подсистемах, средствах обеспечения и компонентах САПР должны использоваться термины, символы, условные обозначения, проблемно-ориентированные языки программирования и способы

представления информации, установленные в отраслях соответствующими нормативными документами.

Принцип совместимости состоит в том, что языки, символы, коды информационные и технические характеристики структурных связей между подсистемами, средствами обеспечения и компонентами САПР должны быть согласованы так, чтобы обеспечивалось совместное функционирование всех подсистем и сохранялась открытая структура системы в целом.

Принцип инвариантности предопределяет, что подсистемы и компоненты САПР должны быть по возможности универсальными или типовыми, т.е. инвариантными к проектируемым объектам и отраслевой специфике.

Перечисленные здесь принципы используются при разработке и внедрении системы автоматизированного проектирования промышленных электроустановок (САПР ПЭУ).

Состав САПР ПЭУ. В состав технического проекта первой очереди САПР ПЭУ включены следующие объектные подсистемы: электроснабжение и главные понижающие подстанции; силовое электрооборудование; линии электропередачи; электропривод; телемеханизация и диспетчеризация электроснабжения; справочно-информационная система; сметы; кабельные раскладки; комплектные устройства низкого напряжения. Кроме того, в САПР входят и другие инвариантные подсистемы: операционная; информационно-поисковая с банком данных; управления и планирования проектированием, а также объектные подсистемы: электроосвещение; электрификация промышленного железнодорожного транспорта; молниезащита зданий и сооружений, внешние контуры заземляющих устройств.

Внедряются отдельные фрагменты системы и программы по отдельным задачам (проектно-технологическим видам) проектирования, в том числе по трассировке и раскладке кабелей, составлению заданий заводам-изготовителям комплектных устройств низкого напряжения, составлению смет и спецификаций, автоматизированной системе оплаты труда (АСОТ), расчетам по электроснабжению и автоматизированному электроприводу.

Перечень разработанных и внедренных программ САПР ПЭУ публикуется в отдельных выпусках инструктивных указаний по проектированию электротехнических промышленных установок ВНИПИ «Тяжпромэлектропроект» им. Ф. Б. Якубовского.

4-2. ВЫБОР ТИПА ЭЛЕКТРОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

Все многообразие технических средств, используемых в технологическом процессе автоматизированного проектирования, мо-

жет быть классифицировано и систематизировано по признаку назначения.

Выделяются два основных класса технических средств: автоматизации проектных работ и обеспечения функционирования технических средств первого класса и обслуживающего персонала (системы здания ВЦ, контрольно-измерительные аппаратура и приборы). Последнее здесь не рассматривается.

Технические средства первого класса могут быть разделены на средства вычислительной техники, оргтехники и аппаратуру и линии связи.

Средства вычислительной техники являются ведущей группой технических средств ВЦ, обеспечивающей возможность создания и функционирования системы автоматизированного проектирования. Средства оргтехники, аппаратура и линии связи здесь не рассматриваются.

Средства вычислительной техники разделяются на следующие подгруппы: электронные вычислительные машины; устройства ввода-вывода; устройства диалогового взаимодействия человека с ЭВМ; устройства подготовки данных; обучающие устройства.

Электронно-вычислительные машины, применяемые для систем автоматизированного проектирования, принадлежат к машинам третьего поколения и поэтому образуют программно-аппаратный комплекс, состоящий из аппаратных средств ЭВМ и операционной системы ее.

В состав ЭВМ входят функциональные части: процессор; оперативная память; каналы ввода-вывода; накопители прямого доступа на магнитных барабанах и на магнитных дисках; накопители последовательного доступа на магнитных лентах.

Устройства ввода-вывода ЭВМ предназначены для автоматического ввода в ЭВМ программ и буквенно-цифровых исходных данных, заранее подготовленных (записанных) на машинных носителях: перфоленте, перфокартах, а также для автоматического выхода из ЭВМ буквенно-цифровых и графических результатов расчетов в форме, предназначенной для восприятия человеком, а также в форме, предназначенной для восприятия вычислительной машины с машинных носителей информации.

Устройства диалогового взаимодействия человека с ЭВМ являются наиболее гибкими техническими средствами автоматизированного проектирования, так как позволяют создать эффективные человеко-машинные системы автоматизированного проектирования. Такие системы объединяют в себе творческие возможности человека по неформализованной переработке информации с высоким быстродействием ЭВМ, выполняющих формализованную переработку информации по указаниям человека — проектировщика, взаимодействующего с ЭВМ.

Устройства подготовки данных позволяют оператору перенести данные, подлежащие обработке с помощью ЭВМ, на машинные носители с документов, предназначенных для восприятия человеком.

В ряде устройств подготовки данных возможно применение специализированных мини-ЭВМ, особенно в устройствах, работающих с магнитной лентой, и для цифровой записи графической информации.

Для обучения и профессиональной подготовки персонала, обслуживающего технические средства, могут использоваться специальные обучающие экзаменуемые машины и тренажеры, выполняемые, как правило, на основе использования средств вычислительной техники, в том числе и мини-ЭВМ.

Основными критериями при выборе технических средств для САПР являются: быстродействие, объем оперативной памяти и номенклатура ЭВМ; емкость и номенклатура устройств ввода-вывода; стоимость.

Производительность ЭВМ складывается из быстродействия арифметического устройства; быстродействия устройств ввода и вывода; времени обращения к внешним накопителям и их емкости; совместимости некоторых частей процесса решения задач; надежности.

Производительность ЭВМ — число операций, выполняемых в секунду с учетом эффективного быстродействия (быстродействия с учетом средних затрат времени на ввод, вывод и обмен информацией с внешними запоминающими устройствами, а также на контроль работы машины), уровня организации работ, степени автоматизации программирования, времени включенного состояния и полезной работы ЭВМ.

Выбор ЭВМ по производительности при выполнении типовых задач

$$P = \frac{Q_{\text{зад}}}{T_{\text{зад}}},$$

где P — производительность — число операций в секунду; $Q_{\text{зад}}$ — количество операций, необходимое для выполнения задачи; $T_{\text{зад}}$ — время выполнения задачи.

Время выполнения задачи

$$T_{\text{зад}} = \frac{T_{\text{обр}} K_{\text{с.п}}}{K_{\text{а.п}} \eta},$$

где $T_{\text{обр}}$ — время обработки информации на ЭВМ; $K_{\text{а.п}}$ — коэффициент автоматизации программирования; $K_{\text{с.п}}$ — коэффициент снижения производительности; η — коэффициент полезной работы ЭВМ.

Время обработки информации $T_{\text{обр}} = T_{\text{вв}} + T_{\text{б.н}} + T_{\text{вч}} + T_{\text{в.н}} + T_{\text{выв}}$, где $T_{\text{вв}}$ — время работы вычислителя; $T_{\text{б.н}}$ — время ввода информации; $T_{\text{вч}}$ — время обращения к буферным накопителям; $T_{\text{в.н}}$ — время обращения к внешним накопителям; $T_{\text{выв}}$ — время вывода информации.

Время ввода информации в ЭВМ $T_{\text{вв}}$, затрачиваемое на ввод в машину всей сово-

купности информации, необходимой для решения данной задачи (исходной информации, программы, констант, служебной информации и т. д.), рассчитывается по формуле

$$T_{\text{вв}} = \sum_{i=1}^n [(t_{\text{вв}} + t_{\text{т}}) K_{\text{вв}}]_i,$$

где $t_{\text{т}}$ — технологическое время работы i -го устройства ввода, рассчитываемое как сумма времен, затрачиваемых на заправку носителя информации в устройство ввода, на реверс носителя информации, на вынужденные остановки устройства ввода и т. д.; $t_{\text{вв}}$ — время работы i -го устройства ввода: $t_{\text{вв}} = Q_{\text{вв}}/v_{\text{вв}}$; здесь $Q_{\text{вв}}$ — объем вводимой в ЭВМ информации (в алфавитно-цифровых знаках) за один проход носителя информации через i -е устройство ввода; $v_{\text{вв}}$ — скорость ввода информации в ЭВМ (алфавитно-цифровых знаков в секунду) i -го устройства ввода; $K_{\text{вв}}$ — коэффициент совмещения операций, с помощью которого учитывается наличие в структуре машины возможностей совмещения ввода информации с работой вычислителя. Если ввод информации производится с остановом вычислений, то $K_{\text{вв}} = 1$, если без остановки вычислений, то $K_{\text{вв}} = 0$, т. е. $0 \leq K_{\text{вв}} \leq 1$.

Время обращения к буферным накопителям

$$T_{\text{б.н}} = \sum_{i=1}^n (n_{\text{б.н}}/t_{\text{б.н}} K_{\text{б.н}})_i,$$

где $n_{\text{б.н}}$ — количество обращений к i -му буферному накопителю; $K_{\text{б.н}}$ — коэффициент совмещения ($0 \leq K_{\text{б.н}} \leq 1$); $t_{\text{б.н}}$ — время одного обращения к i -му буферному накопителю, с:

$$t_{\text{б.н}} = \frac{Q_i}{v_{\text{б.н.и}}} + t_{\text{ож}};$$

здесь Q_i — среднее количество алфавитно-цифровых знаков, считываемых (записываемых) с i -го буферного накопителя за одно обращение к нему; $v_{\text{б.н.и}}$ — скорость считывания (записи) с i -го буферного накопителя (алфавитно-цифровых знаков в секунду); $t_{\text{ож}}$ — время ожидания.

Время работы вычислителя, необходимое на выполнение вычислений по данной задаче, определяется, с.

$$T_{\text{вч}} = \frac{Q_{\text{зад}}}{v_{\text{ср}}},$$

где $Q_{\text{зад}}$ — количество операций, необходимое для выполнения задачи; $v_{\text{ср}}$ — быстродействие вычислителя — число операций в секунду:

$$v_{\text{ср}} = \frac{10^6}{t_{\text{ср}}};$$

здесь $t_{\text{ср}}$ — среднее время выполнения операций, мкс; $t_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^n K_i/t_i$, K_i — статистическая доля (для суммы статистических весов всех операций справедлива формула

$\sum_{i=1}^n K_i = 1$) соответствующей операции для рассматриваемой задачи; t_i — время выполнения вычислителем соответствующей операции, мкс.

Время обращения к внешним накопителям определяется, с,

$$T_{\text{в.н}} = \sum_{i=1}^n (t_{\text{п.о}} + \Pi_{\text{в.н}} t_{\text{в.н}} K_{\text{в.н}} + t_{\text{т}})_i,$$

где $t_{\text{п.о}}$ — время пуска-останова, равно сумме времени пуска, останова и реверса внешнего накопителя; если пуск, останов и реверс осуществляются без останова вычислений, то $t_{\text{п.о}} = 0$; $\Pi_{\text{в.н}}$ — количество обращений к внешнему накопителю; $t_{\text{в.н}}$ — время одного обращения к внешнему накопителю, с:

$$t_{\text{в.н}} = Q/v_{\text{в.н}};$$

здесь Q — среднее количество слов, считываемых (записываемых) с внешнего накопителя за одно обращение к нему; $v_{\text{в.н}}$ — скорость считывания (записи) с внешнего накопителя (количество слов в секунду); $K_{\text{в.н}}$ — коэффициент совмещения ($0 \leq K_{\text{в.н}} \leq 1$); $t_{\text{т}}$ — технологическое время простоя машины, учитывающее время, необходимое при решении задачи на заправку устройства носителем информации, на перезаправку носителя информации и т. д.

Время вывода информации, затрачиваемое на вывод из машины всей необходимой совокупности информации при решении данной задачи; если вывод производится одновременно несколькими устройствами, то в расчете это должно быть учтено

$$T_{\text{выв}} = \sum_{i=1}^n (t_{\text{выв}} K_{\text{выв}})_i,$$

где $t_{\text{выв}}$, равное $Q_{\text{выв}}/v_{\text{выв}}$ — время работы выводного устройства; $Q_{\text{выв}}$ — объем выводимой информации (в алфавитно-цифровых знаках) через устройство вывода; $v_{\text{выв}}$ — скорость вывода информации устройством вывода (в алфавитно-цифровых знаках); $K_{\text{выв}}$ — коэффициент совмещения операций ($0 \leq K_{\text{выв}} \leq 1$).

Коэффициент автоматизации программирования

$$K_{\text{а.п}} = \frac{t_{\text{ручн}} f}{t_{\text{автом}} i + t_{\text{комп}}},$$

где $t_{\text{ручн}}$ — время решения задачи по программе, составленной ручным способом; $t_{\text{автом}}$ — время решения задачи по программе, составленной машиной; f — количество решений задачи по данным программам; $t_{\text{комп}}$ — время компиляции.

Коэффициент снижения производительности учитывает дополнительное технологическое время, время дополнительного ввода, время пересчетов и т. д., зависит от степени организации работы, колеблется от 1,5 до 2,5.

При помощи коэффициента полезной работы ЭВМ учитывается производительность и надежность машины:

$$\eta = K_n K_{\text{проф}},$$

где K_n — коэффициент надежности машины: $K_n = T_{\text{пол}}/T_{\text{раб}}$; $T_{\text{пол}}$ — полезное время работы ЭВМ; $T_{\text{раб}}$ — рабочее время ЭВМ (учитывающее время устранения отказов); $K_{\text{проф}}$ — коэффициент профилактики: $K_{\text{проф}} = T_{\text{раб}}/T_{\text{вкл}}$; здесь $T_{\text{вкл}}$ — время включенного состояния машины.

Подставив значения K_n , $K_{\text{проф}}$ в формулу для η , получим $\eta = T_{\text{раб}}/T_{\text{вкл}}$.

Под пропускной способностью устройств ввода информации в ЭВМ понимается суммарная скорость обмена информацией между внешней средой и устройствами ввода информации в ЭВМ. В это значение не входит скорость обмена информацией между отдельными запоминающими устройствами внутри ЭВМ. Определяется по формуле, число показателей в секунду,

$$M_{\text{вв}} = \frac{v_{\text{вв}} H \sigma}{4t_1 t_2 t_3},$$

где $v_{\text{вв}}$ — годовой объем вводимой информации (число показателей); H — коэффициент годовой неравномерности объемов перерабатываемой информации; σ — коэффициент суточной неравномерности объемов перерабатываемой информации по отношению к среднесуточному объему за квартал; t_1 — количество суток в квартале (90); t_2 — среднее время полезной работы аппаратуры в сутках; t_3 — количество секунд в часе.

Быстродействие ЭВМ характеризуется среднестатистическим числом операций (кроме операций ввода, вывода и обращений к внешним запоминающим устройствам), выполняемых вычислительной машиной в единицу времени, операция в секунду,

$$C = \frac{M_{\text{вв}} p}{K_{\text{тем}}},$$

где $M_{\text{вв}}$ — пропускная способность устройств ввода (число показателей или доступных знаков в секунду); p — количество операций на один показатель (среднее число десятичных знаков в показателе равно семи) или десятичный знак; C — среднестатистическое число операций, выполняемых центральным вычислителем в одну секунду без обращения к внешним устройствам при нахождении в оперативной памяти исходных данных и программ вычислений; $K_{\text{тем}}$ — коэффициент темпа обработки информации, показывающий отношение времени обработки данных ко времени ввода и вывода того же количества данных.

Подставляя значение $M_{\text{вв}}$ в формулу для C , получаем:

$$C = \frac{v_{\text{вв}} H \sigma p}{4t_1 t_2 t_3 K_{\text{тем}}}.$$

При определении быстродействия ЭВМ принято условие одновременности выполнения обработки, а также ввода и вывода информации. Для эффективной обработки информации быстродействие вычислителя не должно превышать величину, необходимую для обработки вводимой информации. Принятое условие обработки информации в темпе ее поступления ($K_{\text{тем}} = 1$) является оптимальным при однопрограммной работе с точки зрения полной загрузки ЭВМ. Уменьшение коэффициента $K_{\text{тем}}$ означает простой ЭВМ в ожидании ввода и вывода информации.

Пропускная способность устройств вывода информации, показателей в секунду,

$$M_{\text{выв}} = \frac{v_{\text{выв}} H \sigma}{4t_1 t_2 t_3},$$

где $v_{\text{выв}}$ — годовой объем выводимой информации (число показателей); остальные определения приведены выше:

$$v_{\text{выв}} = K_{\text{выв}} v_{\text{вв}};$$

здесь $K_{\text{выв}}$ — коэффициент изменения выходного потока информации сравнительно с входным в зависимости от типа решаемых задач может быть от 1,9 до 4,5 (обработка оперативной информации).

Пропускная способность устройств ввода-вывода зависит от сложности обработки информации и быстродействия.

При выборе специального комплектующего оборудования для каждого типа справедлива формула

$$N_{\text{с.к}} = \frac{Q_{\text{с.к}}}{v_{\text{с.к}} K_{\text{с.к}} t_{\text{с.к}}},$$

где $N_{\text{с.к}}$ — необходимое количество комплектующего оборудования; $Q_{\text{с.к}}$ — объем информации, подлежащей обработке в пиковом периоде; $v_{\text{с.к}}$ — техническая скорость устройства; $t_{\text{с.к}}$ — время работы устройства в пиковом периоде; $K_{\text{с.к}}$ — коэффициент использования устройств; при укрупненных расчетах можно принимать $K_{\text{с.к}} = 0,8 \div 0,9$.

Требуемое количество перфополос делится по формуле

$$N_{\text{п}} = \frac{Q_{\text{п.о}} + Q_{\text{п.р}}}{H_{\text{пер}} t_{\text{п}}},$$

где $Q_{\text{п.о}}$ — количество перфокарт, набиваемых для одного массива информации (исходных данных); $Q_{\text{п.р}}$ — количество перфокарт, набиваемых дополнительно из-за ошибок перфорации, порчи перфокарт, для выполнения различных технологических операций и т. п. ($Q_{\text{п.р}} \approx 0,15 Q_{\text{п.о}}$); $t_{\text{п}}$ — время работы одного перфоратора в расчетном периоде; $H_{\text{пер}}$ — норма выработки информации при средневзвешенном количестве пробитых колонок в одной перфокарте $P_{\text{пер}}$. Можно принять $H_{\text{пер}} = 60$ колонок.

Б. ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

4.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОСОБЕННОСТИ

СУЩЕСТВУЮЩИХ БАНКОВ ДАННЫХ

Под банком данных понимается система, в которой можно выделить:

а) базу данных — совокупность информации, вводимой в банк или извлекаемой из него по желанию абонента;

б) средства программирования — совокупность программных модулей, обеспечивающих ввод, запись, поиск, упорядочение и, если нужно, изъятие информации. Средства программирования могут включать комплексные программы обработки;

в) технические средства.

В настоящее время еще не выработано единой концепции построения банка данных, хотя исходные положения встречаются во всех разработках. Разновидность подходов к построению банков данных делает необходимой их классификацию. Например, в Англии в основу классификации положены такие критерии, как отношения поставщик — потребитель и характеристики базы данных.

Можно классифицировать банки данных по области их применения (назначению), а именно: для автоматизированных систем управления; для автоматизированных систем проектирования; для справочно-информационных систем.

Из широко известных сегодня отечественных систем банков данных наибольший интерес представляют:

система БАНК универсальной структуры — это комплекс средств, предназначенных для создания, корректировки и обработки централизованного хранилища информации, в котором состав данных и их взаимосвязи определяются требованиями пользователя;

банк данных «АСУ-Прибор» — определяется как централизованно формируемые и единообразно описанные массивы данных, обслуживающие все задачи АСУ, решаемые как в пакетном режиме обработки, так и в режиме «запрос — ответ»;

система интегрированной обработки баз данных — СИНБАД — основа информационного управления в математическом обеспечении АСУ, обеспечивает создание и ведение баз данных, предназначенных для широкого применения, а также служит средством адаптации МО к конкретным условиям обработки данных, сложившимся в процессе функционирования АСУ;

«Банк данных АСУП2—СИОД2» является типовым элементом АСУ и представляет собой средство создания и обслуживания информационной базы, которая может быть использована различными подсистемами АСУ. Массивы информации, создаваемые

и обслуживаемые системой СИОД2, являются основой для планирования, управления и учета продукции;

автоматизированный банк данных для автоматизированной системы плановых расчетов АБД АСПР понимается как система, осуществляющая хранение, накопление, изменение информации и ее выдачу для решения задач или подготовки ответа на запросы потребителей;

системы управления базами данных КОДАСИЛ и НАБОБ близки к СИНБАД, но отличаются от последней и друг от друга структурой записи данных. В КОДАСИЛ используются записи типа статьи — группы, а в НАБОБ — статьи-сплетения (статья-группа — составная группа, в которую вложены подчиненные группы (группа — совокупность элементов или других групп), статья-сплетение — совокупность групповых отношений, в которой каждая группа, кроме той, которая определяет статью, является зависимой в иерархическом отношении;

банк данных САПР-ОС — система, обеспечивающая информационную связь между разными прикладными программами и составляющими их модулями. В БД САПР-ОС хранятся в основном инженерные данные, необходимые для выполнения процесса проектирования (в существующих БД хранятся в основном экономическая информация).

Автоматизированная информационно-документальная система (АИДОС) (разработка ГДР) — предметно-ориентированная программная система, предназначенная для создания систем обработки данных с учетом требований потребителя и определенных правил и методических указаний. АИДОС состоит в программно-техническом отношении из универсально применяемого математического обеспечения банка данных и из различных обрабатывающих программ.

Математическое обеспечение банка данных является центральной частью системы. Оно состоит из программ для ввода, формирования, ведения массивов и поиска в них информативных данных. Система реализуется на базе ЭВМ третьего поколения ЕС-1040.

Система обработки документации (DPS) (разработка СССР) предназначена для создания документальных файлов, хранения их в машиночитаемой форме в виде полного текста, аннотаций или в виде ключевых слов и представления в распоряжение пользователя средств для поиска в них нужной информации. Система реализуется на ЕС-1040. Объем оперативной памяти 44 Кбайта для работы с размещением любого программного модуля в памяти и 128 Кбайтов для варианта размещения в памяти программ операционной системы. Объем внешней памяти на магнитных дисках, необходимый для работы системы, 21, 75 Мбайт (три накопителя на дисках). Магнитные ленты не обязательны.

Автоматизированная документальная и информационная система (АРДИС) (разработка ЧССР) — это единый стандартный информационный банк данных, доступный пользователям этой системы и позволяющий производить весь комплекс операций по обработке информации. Все программы в системе организованы по модульному принципу. Можно дополнять и расширять возможности отдельных программ, не нарушая работоспособности всей системы в целом. Для работы системы требуется оперативная память объемом в 64 Кбайта, три накопителя на МЛ. Система может работать под управлением ДОС/ЕС или ОС/ЕС. Практическая реализация предусмотрена на ЕС-1050.

Прочие пакеты прикладных программ. Программный пакет для информационно-поисковых систем (ПИПС) (разработка НРБ) обеспечивает решение следующих задач: создание, поддержание и печатание содержания файла, дескрипторов (тезуруса) в разных аспектах; создание и изменение библиографических файлов; выполнение поиска.

Пакет состоит из семи основных программ, функционирует на ЕС-1020 минимальной конфигурации под управлением ДОС, минимальный объем оперативной памяти 32 Кбайта, язык программирования — АСЕМБЛЕР.

Система программ информации и документации (ДОК V) (разработка ГДР) предназначена для создания массива постоянных данных индивидуальных описаний из существующего массива перфокарт; предварительной сортировки с помощью 160 ключевых слов; поиска предварительно отсортированных индивидуальных описаний из постоянного массива; распечатки результатов поиска; создания массива по обозначениям; подготовки отборочных воров.

Для реализации пакета программ требуется объем памяти 64 Кбайта. Операционная система ДОС. Язык программирования ПЛ/1, АСЕМБЛЕР.

Из зарубежных систем банков данных и пакетов прикладных программ для решения информационно-документальных задач, помимо рассмотренных выше, наибольший интерес представляют:

CNET — банк данных французского национального научно-исследовательского центра электросвязи; ISAIV, PLUS — банк данных ГДР как основная часть интегрированной обработки информации; SOCRATE — Гренобль (Швейцария). Система интегрированного хранения данных: BOMP, IMS для IBM-360; IDS для CE-400, CE-600.

Система IMS позволяет объединить в банке данных несколько баз данных с различной организацией доступа; IDS обеспечивает организацию единой базы данных сложной структуры; IMS включается в программы на языке АСЕМБЛЕР, COBOL, PL/1; IDS на языке COBOL [4-3, 4-8].

Кроме ППП для решения информаци-

онно-документальных задач разрабатывается ряд пакетов для ведения банков данных и телеобработки информации, а также пакетов, решающих отдельные задачи обработки массивов данных, которые позволяют существенно облегчить создание интегрированных систем обработки информации.

4-4. БАНК ДАННЫХ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ

Построение банка данных требует прежде всего анализа объекта автоматизации, определения потребности в информации, выявления источников информации, определения способов ее вывода, выработки внутренних технических характеристик банка данных и определения технических требований к банку данных.

Принципы функционирования банка данных (БД) для системы автоматизированного проектирования (САПР) существенно отличаются от указанных в § 4-3 системы (кроме системы «Банк», БД САПР-ОС), что обусловлено следующими причинами:

1) основное назначение БД — обеспечение информационной связи между разными прикладными программами и программными модулями;

2) существующие БД в основном предназначены для хранения экономической информации; БД САПР будет хранить инженерные данные и технико-экономическую информацию, необходимые для выполнения процесса проектирования;

3) обмен данными между модулями САПР предполагается достаточно интенсивным, поэтому к эффективности БД САПР предъявляются весьма высокие требования.

Наиболее полно этим требованиям отвечают системы «Банк» (НИИУМС, г. Пермь) и БД САПР-ОС (ЦИПИИАС), концепции которых используются в БД САПР, ориентированном для автоматизации проектирования промышленных электроустановок (ПЭУ).

Основные принципы организации БД САПР ПЭУ:

1. Банк данных САПР ПЭУ реализуется на единой системе (ЕС) ЕС ЭВМ средствами операционной системы (ОС) ЕС ЭВМ.

2. Системные программы, входящие в БД САПР ПЭУ, обеспечивают возможность удобного описания, эффективного хранения и использования в прикладных программах практически любой информации, необходимой для проектирования.

Применение в хранилищах информации на физическом уровне динамического распределения памяти позволяет использовать систему и на моделях ЕС ЭВМ с ДОС.

Организация банка данных вызывает необходимость в построении структур дан-

ных, отвечающих требованиям каждой задачи. Следовательно, банк данных должен обеспечить для каждой задачи доступ только к тем данным, которые ей необходимы, исключив из рассмотрения остальную часть информации; кроме того, должна быть возможность выборки данных в совокупности, определяемой логическими связями этих данных. Логические связи между данными должны быть постоянно зафиксированы с тем, чтобы ими могла воспользоваться любая задача. Логические связи образуют группы данных, причем один и тот же элемент данных может входить в несколько групп. Связи между элементами данных могут осуществляться путем хранения указателей (ключей), путем адресных ссылок от одного элемента к другому, путем физической группировки взаимосвязанных данных. Наиболее универсальный способ — организация адресных ссылок (цепей).

Цепь — это логическая последовательность записей в виде замкнутой петли, в которой каждая запись содержит адрес следующей записи.

Запись — это основная единица информации, состоящая из одного или нескольких полей данных, описывающих некоторое событие или состояние, относящееся к определенному одному, нескольким понятиям (ключам). Кроме полей данных, состав и характеристики которых задает пользователь, записи банка данных содержат служебные поля (поля идентификации и поля цепей), которые создаются и используются в БД САПР ПЭУ. Структура записи банка данных изображена на рис. 4-1.

К средствам банка данных САПР ПЭУ относятся:

1. Метод организации данных (набор правил), позволяющий пользователю разработать структуру файла (набор логических записей) банка данных в соответствии с его требованиями.

2. Пакет прикладных программ, реализующих универсальные процедуры доступа к файлу банка данных и некоторые служебные функции.

3. Язык описания структуры файла и обращения к универсальным процедурам.

Файл банка данных для отличия от файлов, организуемых средствами операционной системы, здесь называется базой данных. База данных включает в себя раз-

нородные данные, объединенные между собой в группы при помощи цепных связей.

Структура базы данных, т. е. состав записей, количество типов записей и связывающие их цепи определяются пользователем.

При построении структуры базы данных удобно пользоваться наглядным графическим методом, например, как на рис. 4-2 — 4-4, где каждый тип записи изображается прямоугольником, а каждая цепь — стрелкой, указывающей от главной записи к детальной. При этом нужно учитывать, что один прямоугольник отображает все

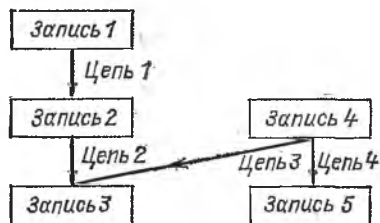


Рис. 4-2. Иерархическая цепная связь.

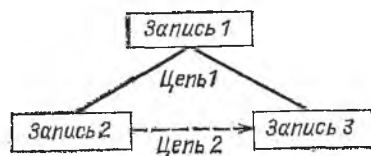


Рис. 4-3. Цепь с записями различного типа.

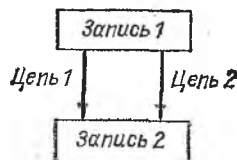


Рис. 4-4. Двойная цепная связь записей.

множество записей одного типа, а одна стрелка — множество цепей одного имени.

Пакет прикладных программ включает в себя блок универсальных процедурных модулей, которые реализуют процедуры доступа к данным. Универсальность процедур в том, что они могут настраиваться на конкретную структуру базы данных пользователя, для чего необходимо только описать эту структуру и передать описание системе.

Процедуры обеспечивают для пользователя работу на логическом уровне и освобождают его от необходимости определения адресов записей на диске, создания и обработки цепных связей. Предусматривается включение процедур в программы пользователя на языках ФОРТРАН, АЛГОЛ, ПЛ/1.

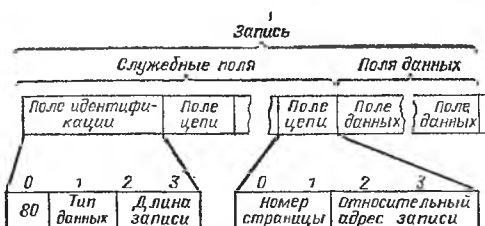


Рис. 4-1. Структура записи банка данных.

Файл банка данных может использоваться в программе пользователя наряду с другими файлами, организация которых обеспечивается операционной системой.

В состав математического обеспечения банка данных входит ряд обслуживающих программ. Эти программы предназначены для обеспечения надежности хранения данных и для выполнения различных вспомогательных функций (восстановление базы данных, сбор статистических данных о работе системы, реорганизация базы данных и др.).

Типы данных. В БД САПР ПЭУ допускаются следующие типы элементов данных (ЭД): арифметические — числа с плавающей и фиксированной точкой, десятичные числа с фиксированной точкой; символьные — строки символов постоянной или переменной длины; логические — данные, принимающие значения: истина или ложь (0 или 1); указатели — ссылки на некоторые элементы данных, не зависящие от текущего размещения элементов в памяти машины.

Логическая организация данных. Допускаются следующие типы организации данных:

а) скаляры — системные операнды (СО) — совокупность логически организованных ЭД, имеющих определенный проблемный смысл и используемых модулями в качестве своих аргументов или результатов — состоящие из одного типа ЭД;

б) массивы — совокупности типа векторов, матриц. Границы индексов в массивах по каждому измерению могут быть постоянными и переменными, причем память под массив отводится в соответствии с текущими значениями границ. Это позволяет эффективно хранить такие часто используемые в инженерных расчетах совокупности данных, как треугольные и квадратные матрицы, таблицы со строками и столбцами переменной длины;

в) структуры — упорядоченные наборы разнотипных элементов данных, массивов данных, структур и массивов структур. Например, документы с установленными форматами записи информации, карточки, таблицы, содержащие разнородные данные (числовые, символьные);

г) сети — наборы элементов данных, массивов, структур, организованные по типу графов.

Допускаются простейшие сети, например две таблицы, имеющие один общий столбец. Более сложные сети могут быть созданы в прикладной программе с помощью данных типа указатель.

Физический уровень представления данных. Выделяются три хранилища информации.

Архив для постоянных СО (носитель — магнитная лента МЛ и магнитный диск МД). Для таких СО в БД САПР ПЭУ хранятся как описания, так и сами данные. Запись в постоянные СО возможна только специальными операторами языка манипу-

лирования данными (ЯМД). Постоянные СО, как правило, используются для хранения справочно-нормативной информации.

Виртуальная память (оперативная память с МД). Для находящихся в ней временных СО в системе хранятся только описания; соответствующие данные создаются самой прикладной программой и исчезают по окончании ее работы. С помощью временных СО организуется связь по информации между модулями, входящими в одну прикладную программу.

Промежуточные архивы (МЛ и МД), в которые могут записываться (и списываться) дубли СО обоих типов, а также другие данные. Промежуточные архивы предназначены для оперативного запоминания информации в процессе проектирования.

Во всех трех хранилищах принят способ динамического распределения памяти, при котором выделение ячеек памяти для размещения информационных массивов производится в процессе решения задач с учетом фактических длин массивов, а также порядка и времени их активизации (под активизацией понимается переход к непосредственной реализации данного информационного массива).

Динамическое распределение памяти позволяет резко сократить требования к объему внешней и оперативной памяти ЭВМ, а следовательно, использовать систему БД и на младших моделях ЕС ЭВМ-1020, ЭВМ-1030.

Доступ к данным. Прикладная программа может обратиться через систему управления базой данных (СУБД) к целому СО, к любому элементу данных СО, а также в некоторых случаях и части СО, например к сечению массива. Передача данных в прикладную программу осуществляется из буфера СУБД непосредственно во внутренние переменные программы, в частности это могут быть и переменные, порождаемые транслятором с базисного языка.

Обратная пересылка производится аналогично.

Пересылка данных из внешних хранилищ СО в буфер СУБД производится при обращении к соответствующим данным прикладной программой. Выбрасывание же данных из буфера производится лишь при его переполнении и осуществляется в соответствии со стратегией виртуальной памяти. Такой принцип организации буфера позволяет существенно повысить скорость работы программ в модульной системе САПР ПЭУ. На рис. 4-5 приводится схема чередования данных между прикладной программой и базой данных БД САПР ПЭУ.

Язык манипулирования данными (ЯМД). Часть ЯМД составляют операторы базисного языка (ФОРТРАН, АЛГОЛ, ПЛ/1), в которых разрешено использовать имена СО и их элементов. Такие операторы являются удобным средством програм-

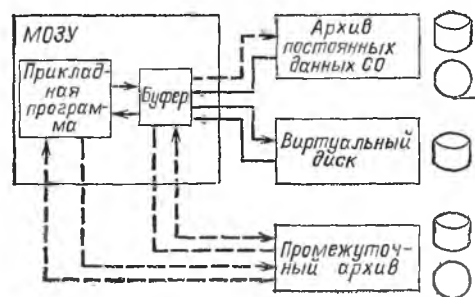


Рис. 4-5. Схема передачи данных между прикладной программой и базой данных БД САПР ПЭУ.

→ — основные пути пересылки данных;
 — — — дополнительные пути пересылки данных при выполнении специальных операторов языка манипулирования данными (ЯМД).

мирования, позволяющим использовать БД САПР ПЭУ без изучения какого-либо специального языка.

Помимо операторов базисного языка, ЯМД включает дополнительные операторы, в базисный язык не входящие и от него не зависящие. К ним относятся операторы: уничтожения СО в виртуальной памяти; считывания, записи и уничтожения СО в промежуточном архиве; записи и уничтожения постоянных СО; установленных границ динамических массивов; устанавливающие или изменяющие значения данных типа указатель, а также операторы доступа к данным с помощью указателей, изменения режима работы СУБД; групповой пересылки СО; поиска.

Математическое обеспечение БД САПР ПЭУ является частью проблемного математического обеспечения САПР ПЭУ, состоящего из:

1) библиотеки модулей, где каждый модуль — подпрограмма, выполняющая некий элементарный алгоритм проектирования;

2) базы данных, состоящей из множества системных операндов (СО) — совокупностей данных, имеющих определенный проблемный смысл, используемых модулями в качестве своих аргументов или результатов;

3) совокупности графов предметных областей (ГПО), описывающих характерные для данной предметной области связи между модулями и СО.

Для описания каждого из компонентов в СМО САПР ПЭУ применяется язык программирования модулей (ЯПМ), объединяющий базисный язык программирования (ФОРТРАН, ПЛ/1, АЛГОЛ) язык манипулирования данными (ЯМД) базы данных.

Эффективность банка данных. Понятие эффективности банка данных включает в себя учет многих факторов, из которых можно выделить следующие:

- а) обеспечение высокой скорости поиска и обновления информации;
- б) рациональное использование емкости памяти;
- в) эффективная организация ведения информационной базы.

Во многих случаях не удастся удовлетворить всем этим критериям, так как они вступают в противоречие друг с другом. Например, попытки полностью устранить избыточную информацию и этим сократить объем памяти могут привести к увеличению времени поиска. Поэтому в конкретных условиях при выборе структуры файла и способов его обработки необходимо определить приоритет факторов. Сокращение времени поиска записей достигается благодаря возможности случайного (прямого) доступа и наличию адресных ссылок от одной записи к другой.

Экономия объема памяти достигается благодаря устранению избыточных данных. Однако следует осторожно подходить к решению о полном отказе от дублирования данных, так как это может увеличить время работы. Нужно также учитывать, что введение цепных связей увеличивает длину записей за счет служебной информации.

Подготовка и контроль исходных массивов, создание файлов на магнитных лентах и дисках, обеспечение надежности их хранения, корректировка и другие функции ведения информационной базы — одна из самых сложных и трудоемких задач. Хотя для этой задачи нельзя привести количественную оценку, но она играет большую роль для организации информационной базы в целом.

Создание банка данных требует тщательной организационной и технической подготовки. Необходимы технические предпосылки — наличие достаточной емкости запоминающих устройств с прямым доступом, достаточно высокая скорость обработки, наличие технических средств для сбора и подготовки данных. Возможно создание банков данных для отдельных подсистем или групп задач. Это дает возможность постепенного внедрения банка данных по мере осуществления необходимых организационных мероприятий, увеличения технических мощностей и подготовки программного обеспечения.

В. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

4-5. ВНУТРЕННЕЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Внутреннее математическое обеспечение (программное обеспечение, поставляемое с ЭВМ) — это машинно-ориентированная со-

вокупность управляющих, служебных программ и средств автоматизации программирования, библиотеки стандартных машинных программ, предназначенные для повышения эффективности использования машины, облегчения ее эксплуатации и снижения трудоемкости подготовительной работы при решении задач на машине.

Основные функции внутреннего математического обеспечения (на примере ЕС ЭВМ) следующие:

- управление прохождением заданий через вычислительную систему;

- обеспечение контроля надежности функционирования вычислительной системы за счет реализации различных, в том числе мультипрограммных режимов ее работы, обеспечение рационального распределения ресурсов ЭВМ между одновременно выполняемыми программами (распределением ресурсов являются области оперативной памяти, устройства ввода-вывода, области памяти внешней, машинное время процессора и т. д.);

- обеспечение взаимодействия вычислительной системы и оператора в формах, удобных для оператора;

- предоставление стандартных программ для типичных приложений;

- обеспечение контроля надежности функционирования технических средств с помощью системы контролирующей и диагностических тестов;

- обеспечение сокращения времени на подготовку задач к решению на ЭВМ с помощью различных систем автоматизации программирования.

Внутреннее математическое обеспечение еще называется общим математическим обеспечением ЭВМ.

Общее МО решает задачу применения ЭВМ как некоторой универсальной системы обработки информации.

Общее математическое обеспечение состоит из операционной системы; набора пакетов прикладных программ; комплекса программ технического обслуживания; системы документации на математическое обеспечение.

Операционная система объединяет средства организации и управления процессом функционирования машины в различных режимах.

Пакеты прикладных программ предназначены для решения типовых научно-технических, инженерно-экономических и специфических задач. Выделяются две группы прикладных программ: прикладные программы 1-й группы, обеспечивающие расширение возможностей операционной системы для специальных комплексов технических средств и способов применения; прикладные программы, составляющие комплексы программ для решения типовых задач.

К прикладным программам 1-й группы относятся: программные средства обеспечения телеобработки; программные средства обеспечения машинной графики; средства для построения обобщенных систем обра-

ботки данных; средства для обеспечения специфических устройств; пакеты программ для обслуживания многомашинных комплексов; средства для обмена данными с машинами-спутниками; средства для обеспечения преемственности программ и машин, не входящих в ЕС ЭВМ; системы программирования на базе проблемно-ориентированных языков, предназначенные для решения некоторых классов задач (задач моделирования, обработки символов матриц и др.).

В состав прикладных программ 2-й группы входят: пакеты программ для научно-технических расчетов; система математического программирования; пакеты программ для моделирования; системы для обработки документов и текстовой информации, пакеты программ для планирования и управления; обобщенные информационные системы.

Комплекс программ технического обслуживания предназначен для профилактического контроля машины во время планового обслуживания, для контроля и локализации неисправностей в процессе эксплуатации ЭВМ (внеплановое обслуживание), для оперативной проверки работоспособности внешних устройств в мультипрограммном режиме, а также для наладки серийных образцов машин.

В комплекс входят тестовые программы двух групп: программы, работающие под управлением операционной системы, и программы, работающие независимо от операционной системы.

К программам 1-й группы относятся программы сбора и редактирования информации, о сбоях процессора, селекторных и мультиплексных каналов, программы восстановления ЭВМ после сбоя, программы оперативной проверки устройств.

В состав программ 2-й группы входят: система наладочных тестовых программ проверки и обнаружения неисправностей отдельных устройств и модели в целом при их наладке; управляющая программа тест — монитор — самостоятельная программа, предназначенная для управления выполнения проверочных и диагностических тестов; система проверочных тестовых программ для контроля правильности функционирования всех устройств модели; диагностические средства, предназначенные для локализации места неисправности аппаратуры; служебные программы, предназначенные для генерации и обслуживания тестовых программ на магнитных носителях.

Наконец, четвертая часть общего математического обеспечения — это система документации на математическое обеспечение.

4-6. ВНЕШНЕЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Внешнее математическое обеспечение — совокупность проблемно-ориентированных программ (пакетов прикладных программ

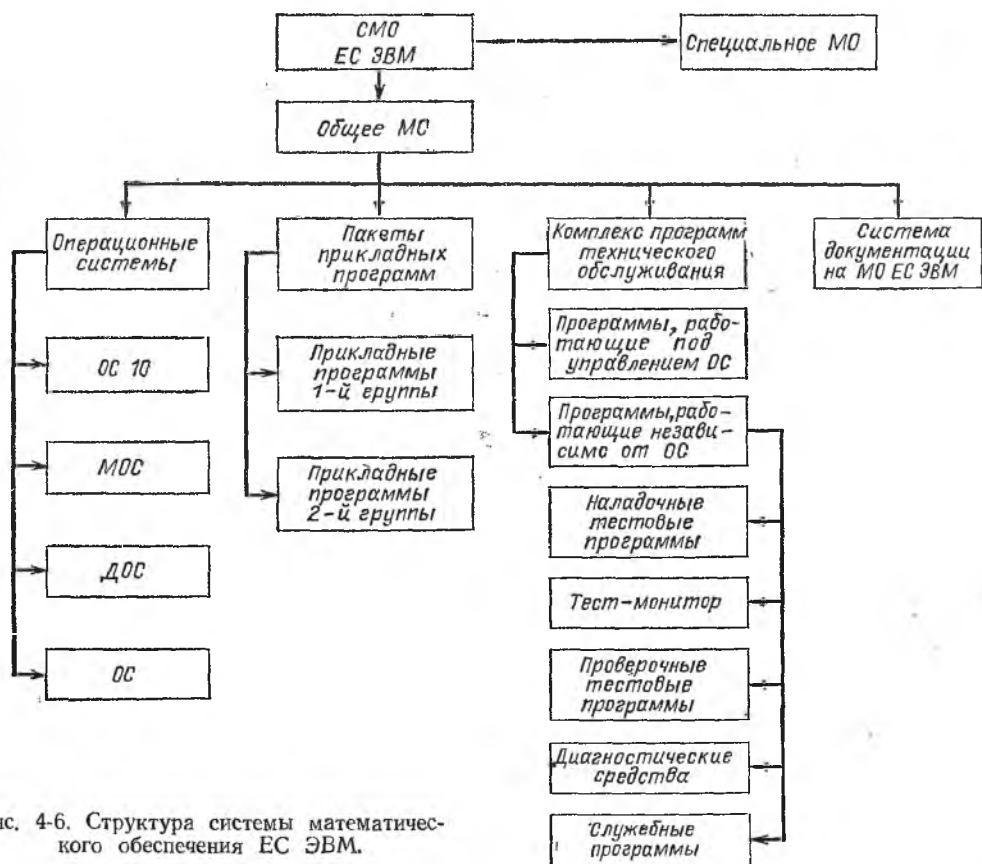


Рис. 4-6. Структура системы математического обеспечения ЕС ЭВМ.

по подсистемам) решения задач, а также программ управления вычислительным процессом и обслуживающих программ, дополняющих внутреннее математическое обеспечение.

Внешнее математическое обеспечение должно содержать решения общесистемных вопросов, а также постановки и алгоритмы решения задач.

Внешнее математическое обеспечение или специальное совместно с общим математическим обеспечением обеспечивает функционирование ЭВМ как некоторой специализированной системы обработки информации.

Специальное МО разрабатывается пользователем ЭВМ для решения своих конкретных задач с учетом всех возможностей, предоставляемых общим МО. В состав специального МО могут входить трансляторы с новых языков (не входящие в общее МО), разработанные пользователем, дополнительные программы контроля ЭВМ, программы решения отдельных задач или классов задач.

Как исключение, в состав специального математического обеспечения могут входить

программы, дополняющие операционную систему.

В особых случаях программы, входящие в состав специального МО, разрабатывают непосредственно на языке машины, для того, чтобы исключить использование операционной системы. Это делают тогда, когда к разрабатываемым программам предъявляются требования, которым операционная система не удовлетворяет.

Структура системы математического обеспечения ЕС ЭВМ представлена на рис. 4-6.

Список литературы

4-1. **Общепромышленные руководящие методические материалы по созданию систем автоматизированного проектирования (САПР).** Редакция 1-78,—М., ГКНТ, 1978.—45 с.

4-2. **Агаджанян С. И., Акушев В. Ф.** Базы данных в автоматизированных системах управления. Обзорная информация. М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1975.—32 с.

4-3. Осадчий Н. И., Сумарокова Т. Н. Учебные материалы по построению данных в АСУ на базе ЕС ЭВМ.—Пермь: НИИУМС, 1974.—113 с.

4-4. Олюнин В. Ю., Сомин Н. В. Банк данных САПР-ОС. Обзорная информация.—ЦНИИТЭИ приборостроения, 1975, с. 19—26.

4.5. Система интегрированной обработки баз данных иерархической структуры (СМО СИНБАД). Алгоритмы и программы АСУ. Экспресс-информация. Вып. 12.—Калинин: Под заг. Центр программно-систем. 1975.—17 с.

4-6. Система математического обеспечения «Банк данных АСУП-2» (СИОД-2). Алгоритмы и программы АСУ. Краткое описание применения. Вып. 26.—Калинин: Под заг. Центр программно-систем. 1975—16 с.

4-7. Дроздов Е. А., Комарницкий В. А., Пятибратов А. П. Электронные вычислительные машины единой системы.—М.: Машиностроение, 1976.—406 с.

4-8. Матюшин Г. Д., Андреев А. Ф. Анализ существующего стандартного математического обеспечения и пакетов, прикладных программ ЕС ЭВМ для решения задач АС ГПНТБ СССР и рекомендации по использованию ДОС/ЕС и пакетов прикладных программ в АС ГПНТБ СССР.—М.: ГПНТБ СССР, 1974.—199 с.

4-9. Справочник проектировщика АСУП. Под ред. Н. П. Федоренко и В. В. Карибского.—М.: Экономика, 1974.—375 с.

4-10. О. В. Доброневский, Я. П. Борохович, К. В. Самченко. Справочник по электронным вычислительным машинам. Киев: Вища школа, 1976.—181 с.

А

Автоматизированный технологический комплекс 334
 АСДУ, средства технические 319
 — структура 321
 АСУ ТП, надежность 343
 — — операционные системы 337
 — — размещение вычислительных комплексов 340
 — — характеристики 337
 АСУЭ 317
 — интегрированная, иерархическая 324
 — структурные схемы 325

Б

Банки данных:
 математическое обеспечение 408
 пакеты прикладных программ 406
 принципы организации и функционирования 405
 средства 406
 типы данных 407
 эффективность 408
 язык манипулирования 407

В

Вентиляторы 284
 Вентиляция аппаратуры 282
 — машин 275
 — преобразователей 278
 Воздуховоды 286
 Воздухоохладители 285
 Время ускорения и замедления скорости привода II
 Вычислительные комплексы, оборудование 339

Д

Датчики давления 385
 — телеизмерения и телесигнализация 362
 — температуры 382
 Двигатели:
 асинхронные с контактными кольцами, характеристики, пуск, торможение 17
 — с короткозамкнутым ротором, характеристики, пуск, торможение 18
 вентиляционные 143
 — с преобразователем частоты 143
 вентиляция, увлажнение, обогрев воздуха 286
 выбор мощности 25
 — — в зависимости от режима и условий работы 27
 двойного питания 149
 динамическое торможение 14
 допустимые токи по условиям коммутации 13
 номинальные сопротивления 14
 пересчет мощности при работе в повторно-кратковременном режиме 26, 27
 противовключение 14, 16
 работа при ослабленном потоке 15
 расчет пусковых сопротивлений 14
 реостатный пуск 14
 синхронные, характеристики, моменты, пуск, торможение 19, 22
 системы смазки подшипников 287
 снижение частоты вращения 14
 частотное управление 136
 Диспетчерские службы, организационные формы, структура 321
 Диспетчерское управление, автоматизированные системы 318
 — — организация 321
 — — технические средства 319
 Дисплей 273
 Дифманометры 391

Е

Единицы физических величин 6

И

Индикаторы газоразрядные 372
 — проекционные 369
 — электролюминесцентные 369

К

Каналы связи 318, 333, 362
 — — проводные 333
 — — телемеханики 333
 Каскады вентиляльные 146
 Комплексы вычислительные управляющие 335, 337, 345, 353
 Коэффициенты полезного действия механических передач 9
 — трения, качения 8

Л

Линия связи 318

М

Магнитные усилители, применение в электроприводе 70
 — — схемы включения 64
 Математическое обеспечение 335, 408
 — — операционные системы 337
 — — проектирование на базе УВК 335, 337
 Машин, системы вентиляции 275, 277
 Механизмы, определение статического момента и мощности двигателей 29, 31
 — системы регулирования положения 205, 207
 — — синхронизации взаимного положения 208
 — — смазки 287
 Микросхемы серии К155 и КМ155 47
 Моменты активные, потенциальные, реактивные, трения 7
 — инерции 9
 — статические, приведения 8, 9

О

Оборудование вычислительных комплексов 286
 Обогрев машин 286
 Объекты диспетчерского управления и сигнализации 317
 Оперативное руководство, средства связи 375
 Оперативные системы программного обеспечения 335, 337

П

Передаточное число при перемещении механизмов 13
 Помехи, виды и источники 309
 — в системах контроля и управления 309
 — способы сокращения числа и уровня 311
 Помещения вычислительных комплексов и устройств 339
 — электротехнические 279, 295
 — — индустриальные панельные 303
 — — — сборные 302
 Посты управления 306
 — — объемные 309
 Преобразователи вентиляционные:
 влияние на питающую сеть 120
 защита от аварийных перенапряжений 110
 — — — токов 104
 нерезервные 73
 — выпрямительный режим 75

- инверторный режим 85
- мостовые схемы 73
- — — граничный угол регулирования 83
- — — расчетные коэффициенты 76
- повышение стабильности работы 197
- расчет качества напряжения в питающей сети 120
- реверсивные 93
- влияние способа управления на динамику привода 189, 192
- системы вентиляции 278
- импульсно-фазового управления 100
- системы охлаждения 111
- соединение ветвей параллельное 95
- последовательное 98
- энергетические характеристики 115
- Приборы полупроводниковые, буквенные и графические обозначения 71
- Программное обеспечение 337
- Пульты диспетчерские 365
- — индикаторы 367
- управления 304
- Пункты контролируемые 331
- Пункты управления:
 - выбор местоположения 326
 - кабельная канализация 331
 - компоновка оборудования 328
 - местные 317
 - требование к строительной части 327
 - электрообеспечение 329
- Путь двигателя при ускорении и заземлении скоростям привода 11

Р

- Радиостанции оперативной связи 375
- Регулятор:
 - давления 385
 - интегральный 152
 - пропорционально-дифференциальный 153
 - пропорционально-интегрально-дифференциальный 154
 - пропорционально-интегральный 152
 - пропорциональный 151
- Резисторы, расчет 23

С

- Секция мозаичная 355
- САПР:
 - автоматизация программирования 402
 - банк данных 404
 - выбор ЭВМ и времени ввода информации 401
 - компоненты технического обеспечения 399
 - математическое обеспечение 408
 - основные принципы создания 400
 - пакеты программ 405
 - структура, средства обеспечения 399
 - экономическая эффективность 399
- Системы:
 - подчиненного регулирования 156
 - регулирования частоты вращения 160
 - — — в системе генератор — двигатель 184
 - — — двукратноинтегрирующие 169
 - — — однократноинтегрирующие 160
 - — — с зависимым возбуждением двигателя 203
 - — — с обратной связью по напряжению 182
 - — — трехкратноинтегрирующие 179
 - — — электропривода, программы расчетов 265
 - регуляторов аналоговых 151, 155
 - методы оптимизации контуров 157
 - цифровых 21
 - телемеханики 317
 - управления бесконтактные 42
 - — обозначения и функции 48
 - контроля, помехи 309
 - свободно программируемые 65
 - унифицированные узлы 59
 - — ячейки, блоки 60, 62
- Схемы регулирования реверсивного преобразования:
 - — — ячейки, блоки 60, 62

- влияние аппаратной бестоковой паузы 194
- зона нечувствительности регулировочной характеристики 192
- режим прерывистых токов 195
- с разделенным управлением 191
- с уравнительными токами 190
- управления электроприводом 32, 35, 41

Т

- Телеизмерение 318, 324, 355, 362
- интегральных значений параметров 318
- по выбору 318
- по вызову 318
- постоянное 318
- Телемеханика, кабельные и воздушные линии связи 333
- Телемеханические устройства 356, 364
- Телерегулирование 323, 355
- Телесигнализация и телеуправление 318, 323, 355, 362
- Термометры и термодатчики 378
- Термопары 383
- Терморезисторы медные и платиновые 384
- Триггеры, условные обозначения 44

У

- Управление оперативное 322
- Управляющие вычислительные машины и комплексы 345, 353
- Устройства:
 - на микросхемах, обеспечение помехоустойчивости 55
 - — — электрические линии связи 56
 - оперативной связи 373
 - телефонной связи 374
 - телемеханики 317, 364

Ф

- Фильтры вентиляционные 286
- Фундаменты электромашины 298

Щ

- Щиты диспетчерские 355

Э

- ЭВМ:
 - быстродействие 403
 - время ввода информации 401, 402
 - обращения к буферным накопителям 402
 - работы вычислителя 402
 - к. п. д. 402
 - производительность 401
- Электрооборудование, компоновка 283
- контейнерное 303
- расчет тепловых потерь 280
- Электропривод:
 - анализ переходных процессов 214
 - вентильный неререверсивный 122
 - ограничение токов 130, 132
 - реверсивный 124
 - сглаживание пульсаций выпрямленного тока 131
 - моделирование переходных процессов аналоговое 235
 - — — цифровое 251
 - тиристорный комплектный 129
 - — — автономные инверторы тока 138
 - — — — — напряжения 139
 - переменного тока с преобразователями частоты 136
 - постоянного тока с импульсным управлением 133
 - цифровые системы регулирования скорости 210

Я

- Ячейки УБСР—ДЦ 60

Предисловие	5	1-19. Логические элементы	46
Раздел первый		1-20. Интегральные логические микросхемы. Микросхемы серий К155, КМ155	46
Автоматизированный электропривод		1-21. Особенности конструирования и эксплуатации аппаратуры и рекомендаций по обеспечению помехоустойчивости при конструировании устройств на микросхемах К155	55
А. Механика электропривода		1-22. Унифицированные узлы систем управления	59
1-1. Свойства и знаки моментов	7	1-23. Свободно программируемые системы управления	65
1-2. Расчет статических моментов	7		
1-3. Расчет моментов инерции	9	Д. Электроприводы с магнитными усилителями	
1-4. Расчет времени и пути ускорения и замедления	11	1-24. Основные схемы магнитных усилителей, применяемые в электроприводе	67
1-5. Расчет наимыгоднейшего передаточного числа редуктора для приводов с повторно-кратковременным режимом работы	13	1-25. Некоторые вопросы проектирования электроприводов с магнитными усилителями	69
		1-26. Примеры применения магнитных усилителей в электроприводе	70
Б. Характеристики электродвигателей и расчет сопротивлений		Е. Вентильный электропривод	
1-6. Двигатели постоянного тока	13	1-27. Силовые полупроводниковые приборы	71
1-7. Асинхронные двигатели	17	1-28. Силовые схемы вентильных преобразователей	73
1-8. Синхронные двигатели	19	1-29. Системы импульсно-фазового управления	100
1-9. Тепловой расчет резисторов	23	1-30. Системы защиты	104
В. Расчет мощности электродвигателей		1-31. Охлаждение вентильных преобразователей	111
1-10. Выбор мощности двигателя	25	1-32. Энергетические характеристики вентильных преобразователей и их влияние на питающую сеть	115
1-11. Механизмы металлургических агрегатов	29	1-33. Вентильный электропривод постоянного тока	122
1-12. Общепромышленные механизмы	31	1-34. Реакторы для вентильного электропривода	130
Г. Узлы схем автоматизации		1-35. Тиристорный электропривод постоянного тока с импульсным управлением	133
а) Схемы с контакторно-релейной аппаратурой		1-36. Тиристорный электропривод переменного тока с преобразователями частоты	136
1-13. Схемы автоматического пуска (автостоп) остановки (автостоп) и реверса (автореверс)	32	1-37. Вентильные двигатели	143
1-14. Схемы дистанционного регулирования выдержки времени и схемы блокировочных связей	35	1-38. Вентильные каскады	146
1-15. Различные схемы управления электроприводами из нескольких мест	37	1-39. Двигатели двойного питания	149
1-16. Ошибочные схемы	41		
б) Бесконтактные системы управления			
1-17. Назначение	42		
1-18. Особенности применения и проектирования	42		

Ж. Управление электроприводами с применением унифицированных систем регуляторов

1-40. Аналоговые системы регуляторов	151
1-41. Принципы построения систем подчиненного регулирования	156
1-42. Методы оптимизации контуров регулирования	157
1-43. Однократноинтегрирующая система регулирования частоты вращения в системе вентильный преобразователь — двигатель постоянного тока	160
1-44. Двукратноинтегрирующая система регулирования частоты вращения в системе вентильный преобразователь — двигатель постоянного тока	169
1-45. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования	179
1-46. Система регулирования частоты вращения с обратной связью по напряжению	182
1-47. Регулирование частоты вращения в системе генератор — двигатель	184
1-48. Влияние способа управления реверсивным вентильным преобразователем на динамику привода	189
1-49. Повышение стабильности работы неререверсивного электропривода при малых нагрузках	197
1-50. Методы улучшения динамических процессов в системах с раздельным управлением	199
1-51. Системы регулирования с зависимым возбуждением двигателя постоянного тока	203
1-52. Системы регулирования положения механизмов	205
1-53. Системы электрической синхронизации взаимного положения механизмов	208
1-54. Цифровые системы регулирования скорости электропривода	210
1-55. Частотный анализ систем регулируемого электропривода	214

3. Моделирование переходных процессов в системах электропривода

1-56. Аналоговое моделирование	235
1-57. Цифровое моделирование	251
1-58. Набор программ на алгоритмическом языке АНАЛИТИК для расчета систем регулирования	265

И. Вентиляция электрических машин и электромашинных помещений

1-59. Вентиляция крупных машин	275
1-60. Вентиляция машинных агрегатов	278
1-61. Вентиляция статических преобразователей	278
1-62. Вентиляция двигателей производственных механизмов	278

1-63. Вентиляция электромашинных помещений	279
1-64. Тепловые потери электрического оборудования	280
1-65. Расход воздуха на вентиляцию	282
1-66. Выбор и компоновка оборудования	283

К. Системы смазки подшипников электрических машин и механизмов. Технологическая смазка. Гидросистемы

1-67. Системы жидкой смазки	287
1-68. Системы густой смазки	290
1-69. Эмульсионные системы. Технологическая смазка	291
1-70. Гидросистемы	291
1-71. Централизованное управление системами смазки и сигнализация	292

Л. Электромашинные помещения

1-72. Компоновка электромашинных помещений	295
1-73. Размещение электрических машин	298

М. Помещения станций управления и посты управления

1-74. Помещения станций управления	299
1-75. Посты управления	304

Н. Помехи в системах управления и автоматики

1-76. Борьба с помехами	309
Список литературы	315

Раздел второй

Системы управления электроустановками

А. Автоматизированные системы диспетчерского управления промышленным энергоснабжением

2-1. Основные понятия и определения	317
2-2. Принципы построения систем диспетчерского управления	318
2-3. Объем информации в телемеханизированных системах оперативного управления	322
2-4. Автоматизированные системы управления энергоснабжением (АСУЭ)	324
2-5. Пункты управления	326
2-6. Контролируемые пункты	331
2-7. Каналы связи телемеханики	333

Б. Автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУ ТП)

2-8. Основные понятия и определения	334
2-9. Порядок разработки документации	334
2-10. Принципы построения АСУ ТП	334
2-11. Математическое обеспечение	335
2-12. Размещение вычислительных комплексов	339

2-13. Электроснабжение вычислительной техники	340
2-14. Надежность АСУ ТП	341
В. Технические средства	
2-15. Управляющие вычислительные комплексы	345
2-16. Комплекс технических средств локальных информационно-управляющих систем (КТС ЛИУС)	354
2-17. Средства телеуправления, теле-сигнализации и телеизмерения	355
2-18. Диспетчерские щиты и пультаы	355
2-19. Цифровые и знаковые индикаторы	367
2-20. Видеотерминальные устройства	372
2-21. Средства оперативного руководства	374
Список литературы	376

Раздел третий

Датчики и регуляторы технологических параметров

3-1. Общие указания	378
3-2. Датчики и регуляторы температуры	378
3-3. Термометры термоэлектрические (термопары)	383
3-4. Терморезисторы	383
3-5. Датчики и регуляторы давления	385

3-6. Датчики наличия и расхода твердых материалов, жидкостей и газов	389
3-7. Универсальные датчики	390
3-8. Датчики и регуляторы уровня	392
3-9. Датчики скорости	395
3-10. Датчики путевые и перемещения	396
3-11. Притивопожарные датчики	397

Раздел четвертый

Автоматизация проектных работ

А. Рекомендации по автоматизации процессов проектирования

4-1. Структура и состав систем автоматизации проектирования	398
4-2. Выбор типа электронно-вычислительного комплекса	400

Б. Информационное обеспечение

4-3. Характеристики и особенности существующих банков данных	404
4-4. Банк данных для автоматизации проектных работ	405

В. Математическое обеспечение

4-5. Внутреннее математическое обеспечение	408
4-6. Внешнее математическое обеспечение	409
Список литературы	410
Предметный указатель	412

СПРАВОЧНИК ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

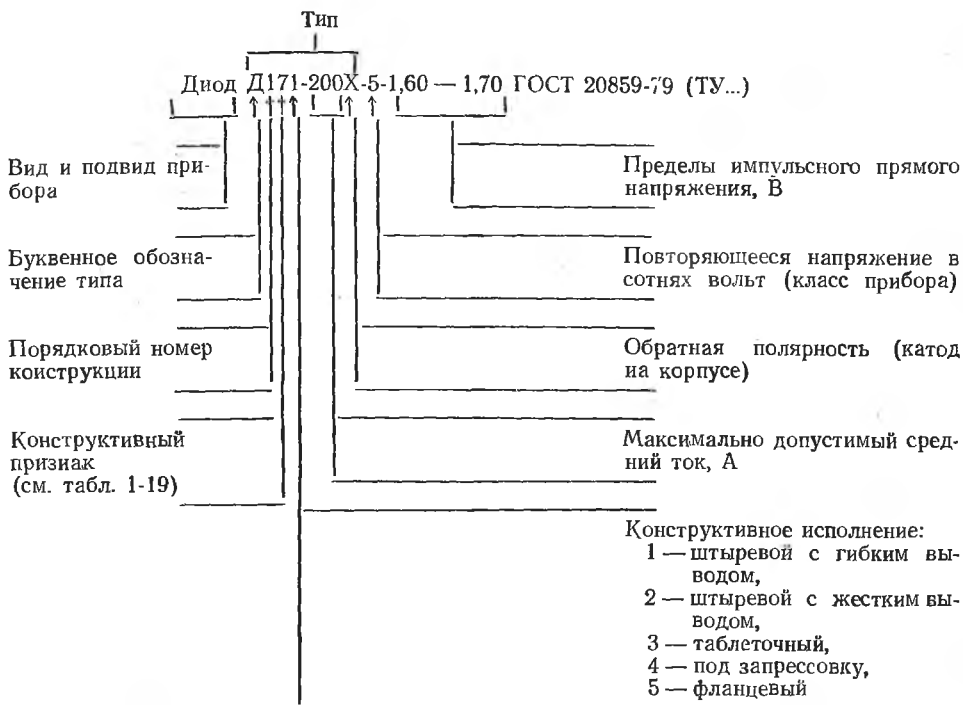
Редактор *И. С. Копытова*
 Редактор издательства *Л. В. Копейкина*
 Технический редактор *Н. П. Собакина*
 Корректоры *М. Г. Гулина, Л. С. Тимохова*
 ИБ № 2100

Сдано в набор 07.08.81. Подписано в печать 19.04.82. Т-08998. Формат 70×108^{1/16}. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 36,4. Уч.-изд. л. 43,60. Тираж 50 000 экз. Заказ 825. Цена 2 р. 70 к.

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
 600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7

На стр. 72 условное обозначение диода имеет вид:



Страница	Строка	Напечатано	Следует читать
152	Правая колонка, строка 7 после рис. 1-179	через регулятор дойдет до насыщения и $t \geq \left \frac{U_{\text{ВЫХ, max}} - U_{\text{ВЫХ, 0}}}{U'_{\text{ВХ, СК}}} T_1 \right $ станет неуправляемым.	через $t \geq \left \frac{U_{\text{ВЫХ, max}} - U_{\text{ВЫХ, 0}}}{U'_{\text{ВХ, СК}}} T_1 \right $ регулятор дойдет до насыщения и станет неуправляемым.
176	Формула (1-238) верхняя строка	$H_{\text{зам, с}}(p) = \frac{n}{U_{\text{ВХ}}} \times$	$H_{\text{зам, с}}(p) = \frac{n}{U_{\text{ВХ}}} =$
255	Табл. 1-45, графа 2, строки 11, 12, 13, 14	D0X ПИЗВ X1 * DT * K X2=X2+D0X, RETURN END	D0X=X1 * DT * K X2=X2+D0X RETURN END
257	Табл. 1-45, графа 2, строка 18 снизу	X3=X3+D0X	Исключить
264	Табл. 1-46, графа 2, строка 14 сверху	$X2 = F \times (\text{INT}(X1/F))$	$X2 = F * (\text{INT}(X1/F))$
369	Табл. 2-24, строки 4 и 5 сверху	157,2 ×6	Значения относятся ко всем типам индикаторов
401	Правая колонка, строки 7, 8 снизу	мя работы вычислителя, $T_{\text{в.н}}$ — вре- $= T_{\text{вв}} + T_{\text{б,н}} + T_{\text{вч}} + T_{\text{в,н}} + T_{\text{выв}},$ где $T_{\text{вв}} \sim \text{вре-}$	мя работы вычислителя, $T_{\text{вв}}$ — вре- $= T_{\text{вв}} + T_{\text{б,н}} + T_{\text{вч}} + T_{\text{в,н}} + T_{\text{выв}},$ где $T_{\text{вв}} \sim \text{вре-}$